



Bruna Sofia Carvalho Cruz

Licenciada em Ciências da Engenharia Electrotécnica e de Computadores

Amplificador de Banda Larga com Cancelamento de Ruído

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em
Engenharia Electrotécnica e De Computadores

Orientador: Prof. Luís Augusto Bica Gomes de Oliveira, Professor
Auxiliar, Universidade NOVA de Lisboa

Júri

Presidente: Doutor Fernando José Almeida Vieira do Coito
Arguente: Doutor João Pedro Abreu de Oliveira
Vogal: Doutor Luís Augusto Bica Gomes de Oliveira



FACULDADE DE
CIÊNCIAS E TECNOLOGIA
UNIVERSIDADE NOVA DE LISBOA

Março, 2021

Amplificador de Banda Larga com Cancelamento de Ruído

Copyright © Bruna Sofia Carvalho Cruz, Faculdade de Ciências e Tecnologia, Universidade NOVA de Lisboa.

A Faculdade de Ciências e Tecnologia e a Universidade NOVA de Lisboa têm o direito, perpétuo e sem limites geográficos, de arquivar e publicar esta dissertação através de exemplares impressos reproduzidos em papel ou de forma digital, ou por qualquer outro meio conhecido ou que venha a ser inventado, e de a divulgar através de repositórios científicos e de admitir a sua cópia e distribuição com objetivos educacionais ou de investigação, não comerciais, desde que seja dado crédito ao autor e editor.

Aos meus pais, e à minha querida avó Adelaide.

AGRADECIMENTOS

Antes de mais, gostaria de agradecer ao Departamento de Eng. Electrotécnica e à Faculdade de Ciências e Tecnologias da Universidade Nova de Lisboa pela oportunidade que me deram de crescer como pessoa ao longo destes últimos seis anos. Foram seis anos com muitos altos e baixos. Mas que certamente me tornaram na pessoa que sou hoje.

Não poderia deixar de agradecer ao meu orientador, Prof. Luís Oliveira, por todo o apoio que me deu ao longo deste ano e por ter acreditado nas minhas capacidades.

Desde do primeiro dia em que entrei para esta instituição, sempre me foi dito que o curso não se fazia sozinho. Com toda a certeza que concordo com esta frase. Conheci pessoas incríveis que nunca se recusaram a ajudar-me. Que tornaram aquelas noites longas de estudo, no departamento VII, em noites divertidas onde havia tempo para estudar e tempo para divertir. Onde a noite não terminava sem que todos naquela sala ficassem esclarecidos com as suas dúvidas. Sem dúvida que esta instituição me ensinou o que é o espírito de união e entre-ajuda. Um especial obrigado ao meu amigo Nelson Freitas, por todos os momentos de diversão que me proporcionou e por ter feito um grande esforço para me ajudar a esclarecer as minhas dúvidas.

Quero ainda agradecer à minha família, principalmente aos meus pais, por todo o apoio que me deram durante toda a minha vida e por me terem dado a possibilidade de me poder formar como engenheira. Certamente que sem eles não estaria onde estou hoje.

RESUMO

No que toca à área da tecnologia de radiofrequência, o amplificador de baixo ruído é um bloco essencial quando se trata das aplicações de comunicação, nomeadamente todos os equipamentos considerados portáteis. É um dos blocos mais importantes, visto que está responsável pela *performance* de ruído em geral dos receptores, por ser o primeiro bloco a ser introduzido a seguir à antena.

O objectivo nesta dissertação foi implementar um amplificador de baixo ruído, (*Low Noise Amplifier (LNA)*, em inglês) composto pela combinação de dois andares, fonte-comum (*Common-source, CS*) e pelo andar porta-comum (*Common-Gate, CG*), que se unem por um espelho de corrente. Pelo facto do circuito ser composto por transistores *Pmos*, traz como vantagem um maior ganho e uma figura de ruído (*Noise Figure, NF*) reduzida. Será analisado para cada relação *N* do espelho de corrente. Por fim, será analisado o circuito de realimentação.

Para o amplificador desenvolvido nesta dissertação são obtidos um ganho superior a 22.3 dB, uma figura de ruído inferior a 5 dB e uma largura de banda compreendida entre [0.1;1.6] GHz. Por fim, para o circuito de realimentação são obtidos um ganho de 13.3 dB, uma figura de ruído de 4.8 dB e uma largura de banda de [0.1; 5.9] GHz.

Palavras-chave: Amplificador, fonte-comum, porta-comum, figura de ruído, Ganho, realimentação

ABSTRACT

Low noise amplifier is an essential block when it comes to wireless communication applications. It is one of the most important blocks, since which is responsible for the performance of noise in general from receivers, as it is the first block to be inserted after the antenna.

The main goal for this dissertation was to implement a low noise amplifier, composed by the combination of two stages, common source (CS) and the common-gate (CG), which are joined by a current mirror, with active loads. Because the circuit is composed of *Pmos* transistors, it has the advantage of a higher gain and a reduced noise figure (*NF*). It will be analyzed for each *N* ratio of the current mirror. Lastly, the circuit with feedback will be analyzed.

For the amplifier developed in this dissertation, a gain is higher than 22.3 dB, a noise figure is less than 5 dB and a bandwidth between [0.1; 8] GHz. Finally, for the feedback circuit it is obtained a gain of 13.3 dB, a noise figure of 4.8 dB and a bandwidth of [0.1; 5.87] GHz. For the circuit it's obtained a gain higher then 22.3 dB, a *NF* higher then 4 dB, and a bandwidth higher then 8 GHz. For the circuit with feedback, it is obtained a gain of 13.3 dB and for the *NF* it is obtained 4.8 dB and a bandwidth of [0.1;5.9] GHz.

ÍNDICE

Lista de Figuras	xv
Lista de Tabelas	xviii
1 Introdução	1
1.1 Enquadramento e motivação	1
1.2 Organização da tese	2
1.3 Contribuição principal da tese	3
2 Noções básicas de amplificadores de baixo ruído	5
2.1 Introdução	5
2.2 Arquitectura de receptores	6
2.2.1 Receptor heterodino	6
2.2.2 Receptor homodino	8
2.2.3 Receptor <i>Low - IF</i>	9
2.3 Impedância característica	11
2.4 Parâmetros de dispersão	13
2.5 Ruído	14
2.5.1 Ruído térmico	14
2.5.2 Ruído <i>Flicker</i>	15
2.5.3 Figura de ruído	16
2.6 Distorção	17
2.6.1 Harmónicas	17
2.6.2 Produto de intermodulação	17
2.6.3 Ponto de Compressão 1dB	18
2.6.4 Ponto de intercepção de terceira-ordem	19
2.7 Amplificadores de Baixo Ruído	19
2.7.1 Amplificador de banda larga	20
2.7.2 Amplificador de banda estreita	20
3 Comparação entre amplificadores	21

3.1	Andar fonte-comum com PMOS ligado em diodo	21
3.1.1	Modelo real para baixas frequências	22
3.1.2	Modelo completo para altas frequências	23
3.2	Andar porta - comum com carga activa	25
3.2.1	Modelo real para baixas frequências	25
3.2.2	Modelo completo para altas frequências	27
3.3	Amplificador de porta - comum e fonte - comum com resistências	28
3.3.1	Funcionalidade <i>Balun</i>	28
3.3.2	Impedância de entrada e ganho	29
3.3.3	Ruído	30
3.3.4	Distorção	32
3.3.5	Linearidade	32
3.3.6	Análise de resultados	33
3.4	Amplificador porta - comum e fonte- comum com espelho de corrente e indutor	33
3.4.1	Impedância de entrada e ganho	34
3.4.2	Ruído	34
3.4.3	Linearidade	34
3.4.4	Análise de resultados	35
3.5	Amplificador de porta e fonte-comum com espelho de corrente e configurações pMOS e nMOS	35
3.5.1	Impedância de entrada e ganho	36
3.5.2	Ruído	37
3.5.3	Linearidade	37
3.6	Discussão	39
4	Amplificador de Baixo Ruído	41
4.1	Amplificador de baixo ruído com fonte de corrente ideal	41
4.1.1	Transistores PMOS em Saturação	45
4.1.2	Polarização independente do andar fonte-comum	46
4.1.3	Relação N de 1:1	47
4.1.4	Relação N de 1:5	48
4.1.5	Resultados das simulações	51
4.2	Amplificador de baixo ruído com fonte de corrente real	54
4.2.1	Relação 1:N	55
4.2.2	Resultados das Simulações	56
4.3	Amplificador de baixo ruído com realimentação	59
4.3.1	Resultados das simulações	60

4.4	Discussão	63
5	Conclusão e trabalho futuro	65
5.1	Conclusão	65
5.2	Trabalho futuro	66
	Bibliografia	67
	Apêndices	69
A	Amplificador de baixo ruído com fonte de corrente ideal	69
A.0.1	Fase	69
A.0.2	Coeficiente S12	70
A.0.3	Coeficiente S21	70
A.0.4	Parâmetro Z12	71
A.0.5	Parâmetro Z21	71
B	Amplificador de baixo ruído com fonte de corrente real	73
B.0.1	Fase	73
B.0.2	Coeficiente S12	74
B.0.3	Coeficiente S21	74
B.0.4	Parâmetro Z12	75
B.0.5	Parâmetro Z21	75
C	Amplificador de baixo ruído com realimentação	77
C.1	Relação N de 1:1	77
D	Andar fonte-comum e porta-comum	81
D.1	Baixas frequências	81
D.1.1	Para altas frequências	82
D.2	Andar porta-comum	83
D.2.1	Baixas frequências	83
D.2.2	Para altas frequências	86

LISTA DE FIGURAS

2.1	Receptor de super- heteródino.	7
2.2	Espectro de frequência de imagem de sinal.	8
2.3	Receptor homódino em quadratura.	8
2.4	Arquitectura de rejeição de imagem (Hartley).	10
2.5	Arquitectura de rejeição de imagem (weaver).	10
2.6	Esquema da impedância combinada. Imagem adaptada do artigo [4] .	11
2.7	Modelos do ruído térmico da resistência R.	14
2.8	Modelos do ruído térmico do transistor.	15
2.9	Modelos do ruído <i>Flicker</i>	15
2.10	Esquema de ruído com 2 portas.	16
2.11	Espectro de frequência do produto de intermodulação para a terceira ordem.	18
2.12	Gráfico de exemplo do IP3. Imagem adaptada do artigo [4].	19
3.1	Modelo fonte-comum com cargas activas.	21
3.2	Modelo de pequenos sinais do andar CS.	22
3.3	Modelo de pequenos sinais do ruído.	22
3.4	Modelo de pequenos sinais do andar CS com capacidades parasítas. .	23
3.5	Modelo pequenos sinais, sem resistência r_{ds}	24
3.6	Modelo CG com transistor PMOS ligado em diodo.	25
3.7	Modelo pequenos sinais de ruído térmico do transistor NMOS.	25
3.8	Modelo pequenos de ruído térmico do transistor NMOS.	26
3.9	Modelo de pequenos sinais para altas frequências.	27
3.10	Topologia porta-comum fonte-comum com resistências.	28
3.11	Figura de ruído, ganho e desequilíbrio de ganho que relaciona a impedância com o factor N. Imagem adaptada de [1].	30
3.12	Amplificador porta-comum fonte-comum com indutor.	33
3.13	Amplificador com espelho de corrente e cargas activas.	36
3.14	Parte esquerda do amplificador.	36
4.1	Amplificador de baixo ruído com corrente ideal.	42
4.2	Zonas de funcionamento dos transistores MOSFET. Imagem adaptada de [4].	45
4.3	Figura de ruído, ganho e desequilíbrio de ganho que relaciona a impedância com o factor N. Imagem adaptada de [1].	48
4.4	Ganho para as várias relações N para o amplificador com fonte de corrente ideal.	51

4.5	Ruído para as várias relações N para o amplificador com fonte de corrente ideal.	52
4.6	Coeficiente S_{11} para as várias relações N para o amplificador com fonte de corrente ideal.	52
4.7	Impedância Z_{11} para as várias relações N para o amplificador com fonte de corrente ideal.	53
4.8	Linearidade para as relações N	53
4.9	Amplificador de baixo ruído com corrente real.	54
4.10	Ganho para as várias relações N para um LNA com fonte de corrente real.	56
4.11	Ruído para as várias relações N para um LNA com fonte de corrente real.	57
4.12	Coeficiente S_{11} para as várias relações N para o amplificador com fonte de corrente real.	57
4.13	Impedância Z_{11} para as várias relações N para o amplificador com fonte de corrente real.	58
4.14	Linearidade para as relações N	58
4.15	Amplificador de Baixo Ruído com realimentação.	59
4.16	Ganho do amplificador de realimentação.	60
4.17	Ruído do amplificador de realimentação.	61
4.18	S_{11} para o amplificador de realimentação.	61
4.19	Impedâncias Z_{11}	62
4.20	Linearidade para o amplificador de realimentação.	62
A.1	Simulação da fase.	69
A.2	Coeficiente S_{12}	70
A.3	Coeficiente S_{21}	70
A.4	Coeficiente Z_{12}	71
A.5	Coeficiente Z_{12}	71
B.1	Simulação da fase para o factor de 1.	73
B.2	Coeficiente S_{12}	74
B.3	Coeficiente S_{21}	74
B.4	Coeficientes Z_{12}	75
B.5	Coeficientes Z_{21}	75
C.1	Simulação da fase para o factor de 1.	77
C.2	Coeficientes S_{12} e S_{21}	78
C.3	Coeficientes Z_{12} e Z_{21}	78

C.4	Linearidade para a 2ª ordem.	79
D.1	Modelo de pequenos sinais do ruído térmico do transistor.	81
D.2	Modelo de pequenos sinais do ruído de r_{ds4}	82
D.3	Modelo de pequenos do modelo real do ruído de R_D	82
D.4	Modelo de pequenos sinais do ruído de <i>flicker</i>	82
D.5	Modelo pequenos de ruído térmico do transistor NMOS	84
D.6	Modelo pequenos de ruído térmico do transistor NMOS	85
D.7	Modelo pequenos de ruído térmico do transistor NMOS.	85
D.8	Modelo pequenos de ruído térmico do transistor NMOS.	86

LISTA DE TABELAS

3.1	Tabela de resultados para o amplificador porta-comum e fonte-comum com resistências.	33
3.2	Tabela de resultados para o amplificador porta-comum e fonte-comum com espelho de corrente e indutor.	35
3.3	Tabela de resultados para o amplificador porta-comum e fonte-comum com cargas activas.	38
3.4	Comparação entre as topologias analisadas.	39
4.1	Simulação dos resultados da polarização do transistor M2.	47
4.2	Simulação das componentes DC para as diferentes V_{GS} do transistor M2.	47
4.3	Componentes DC para transistores M1, M2 e M4.	49
4.4	Componentes DC para todos os transistores.	50
4.5	Simulação das componentes DC de todos os transistores.	55
4.6	Simulação das componentes DC de todos os transistores.	55
4.7	Simulação das componentes DC de todos os transistores	55
4.8	Simulação das componentes DC de todos os transistores.	55
4.9	Simulação das componentes DC de todos os transistores.	55
4.10	Simulações das componentes DC de todos os transistores para o amplificador de feedback.	60
4.11	Tabela de comparação entre os amplificadores de baixo ruído estudados.	63

INTRODUÇÃO

1.1 Enquadramento e motivação

Hoje em dia, é quase impossível viver sem recorrer a dispositivos sem fios, visto que este novo conceito revolucionou a sociedade em que vivemos. Os dispositivos de comunicação sem fios não requerem uma infra-estrutura física elaborada, nem necessitam de práticas de manutenção, o que torna o seu custo bastante reduzido. Existe portanto um grande interesse em criar dispositivos compactos, funcionais, com baixa potência e com baixo custo.

Várias tecnologias foram criadas, contudo a tecnologia mais utilizada, é a CMOS, pois esta permite o desenvolvimento de circuitos integrados de baixo custo e por isso, esta tecnologia torna-se uma forte motivação para implementar circuitos. Há uns tempos atrás, para altas frequências, os circuitos integrados podiam apenas ser construídos em grandes áreas com tecnologias mais caras que a tecnologia CMOS, o que gera problemas nomeadamente conseguir combinar as entradas e saídas dos vários circuitos, para que haja o máximo de transferência de potência entre eles.

O amplificador de baixo ruído é um parâmetro muito importante pois a sua função é amplificar o sinal de entrada, fazendo com que não seja introduzido o ruído, visto que as contribuições dos blocos têm uma grande influência no factor de ruído do receptor.

O objectivo desta dissertação foi implementar o amplificador de baixo ruído composto por um espelho de corrente com um ganho elevado, uma largura de banda extensa e um factor de ruído reduzido.

1.2 Organização da tese

A dissertação está organizada em cinco capítulos que serão descritos de seguida, onde se inclui a introdução.

No capítulo 1, é descrita a motivação que levou à decisão deste tema para a dissertação. É explicado de uma forma muito geral, como é feita a comunicação e a importância de um amplificador de baixo ruído para um circuito.

No capítulo 2, é feita uma revisão do estado de arte, bem como são descritas algumas noções topológicas que são precisas ter em conta para a compreensão de um amplificador, tal como a definição de parâmetros de dispersão, ganho, ruído, linearidade, entre outros.

No capítulo 3, são feitos estudos mais a fundo para os andares de porta-comum e fonte-comum, andares estes que compoem o amplificador de baixo ruído. Serão analisadas várias topologias já estudadas, nomeadamente para o amplificador que combina os andares fonte -comum e porta-comum com resistências,[1], com espelho de corrente com transístores PMOS em substituição das resistências e indutores,[2] e finalmente para um espelho de corrente com cargas activas,[3].

Por fim, no capítulo 4, apresentam-se os amplificadores de baixo ruído propostos, que são compostos pela combinação do andar porta-comum e o andar fonte-comum com transístores PMOS que substituem as resistências ([4]). Primeiramente analisa-se o amplificador para uma relação de N de 1 até 5. Por fim, é analisado o amplificador com realimentação.

No capítulo 5, é descrita a conclusão bem como é feita uma sugestão de um trabalho a ser realizado no futuro.

1.3 Contribuição principal da tese

Para o desenvolvimento do amplificador proposto, vão ser analisados os dois andares mais conhecidos: o andar fonte comum e o andar porta-comum . Vão ser analisados para ambos : o ganho, a impedância de entrada, bem como a sua contribuição de ruído. De seguida, irão ser estudados vários tipos de amplificadores e será apresentada uma discussão onde é feita uma comparação entre os amplificadores.

Posteriormente, será implementado um amplificador de baixo ruído composto pela combinação de dois andares, fonte-comum e pelo andar porta-comum, que se unem por um espelho de corrente, com transístores PMOS que substituem as resistências, [4]. Serão analisadas todas as componentes DC para cada relação de N , bem como as análises às simulações do ganho, ruído, linearidade e parâmetros de dispersão.

Por fim, será estudado o amplificador de realimentação.

NOÇÕES BÁSICAS DE AMPLIFICADORES DE BAIXO RUÍDO

Topologias de Radiofrequência

Ao longo deste capítulo vão ser discutidos os vários elementos pelos quais o sistema RF é composto.

2.1 Introdução

Um sistema de comunicação é composto por um transmissor que envia a informação através de um canal de comunicação, e por um receptor que recebe e recupera essa mesma informação que está contida no sinal de RF original, através de um processo designado por desmodulação. Como o meio de comunicação em que se dá a transmissão de informação é longe do ideal, o sinal que é recebido costuma ser muito fraco, na ordem dos microvolts, e por este motivo o sinal é susceptível a interferências de outros sinais. Então, para que se possa eliminar sinais indesejáveis, é necessário saber localizar o sinal desejado, através de filtros por exemplo, e posteriormente, ser amplificado e convertido para banda-base e por fim, ser desmodulado.

Quando se trata de transmissão, os sinais serão convertidos para altas frequências e depois em banda-base, para que possam ser recebidos, visto que os sinais para altas frequências carregam mais informação. Contudo, a probabilidade de influência de parasitas aumenta quando é utilizada esta gama de frequências.

2.2 Arquitectura de receptores

Um sistema de comunicação é composto por um transmissor, um canal de comunicação e um receptor. No caso da transmissão de informação via *wireless*, esta última é enviada do transmissor em forma de um sinal em RF e este sinal é composto pela variação de amplitude, frequência, ou fase, (processo designado por modulação). Depois da informação ser enviada, cabe ao receptor recuperar o sinal que recebe que contém essa mesma informação, através do processo de desmodulação.

No caso da comunicação ser via *wireless*, o sinal é propagado pelo ar e por este facto a comunicação fica longe de ser uma comunicação ideal, visto que o sinal torna-se muito fraco. Posto isto, o sinal é susceptível a imensas interferências. É necessário saber detectar o sinal desejado e eliminar as interferências que estão associadas a este último. Para isso, é necessário filtrar o sinal, que posteriormente é amplificado e convertido para banda - base para ser desmodulado.

Como os sinais conseguem transportar mais informação para altas frequências, eles são enviados neste formato, e são recebidos pelo receptor onde são convertidos para banda - base. Contudo também existem desvantagens em relação a enviar informação em altas frequências: as influências de parasitas. De seguida serão descritas as arquitecturas mais usadas de receptores.

2.2.1 Receptor heterodino

Uma das arquitecturas mais usadas na comunicação sem fios é a arquitectura de *super- heterodino*, proposta por Armstrong [5]. O sinal que é recebido pela antena, é filtrado para passa-banda, que é posteriormente amplificado e depois convertido para uma frequência intermédia (IF) a baixa através do *mixer*. Para uma frequência intermédia existe à saída do *mixer* um filtro de passa-banda, designado por canal de filtro de selecção, que tem o objectivo isolar o sinal desejado dos restantes sinais. Quando o sinal é recebido, é necessário desmodular e para isso é preciso incluir um conversor de analógico para digital (ADC) e posteriormente um bloco que processe o sinal digital.

A grande vantagem desta arquitectura é o facto da frequência RF desejada ser seleccionada pelo oscilador local (LO, *Local Oscillator* em inglês) que torna muito mais fácil de desenvolver o filtro, (que deve ser bastante selectivo) com um factor de qualidade alto (Q).

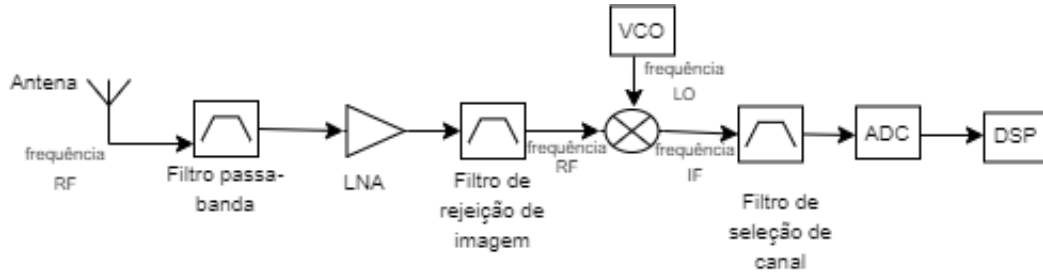


Figura 2.1: Receptor de super- heteródino.

Analisando a figura 2.1, é possível perceber que os sinais que entram no *mixer* são dados por

$$V_{RF}(t) = V_{RF}\cos(w_{RF}t) \quad (2.1)$$

$$V_{LO}(t) = V_{LO}\cos(w_{LO}t) \quad (2.2)$$

Posto isto, à saída do *mixer* a equação é dada por

$$V_{IF}(t) = V_{RF}(t)V_{LO}(t) = \frac{1}{2}V_{RF}V_{LO}[\cos((w_{RF} - w_{LO})t) + \cos((w_{RF} + w_{LO})t)] \quad (2.3)$$

Portanto o sinal desejado é o que se encontra para a frequência mais baixa, ou seja,

$$w_{IF} = w_{RF} - w_{LO} \quad (2.4)$$

Contudo, só ter um bloco do *mixer* não é suficiente visto que à entrada do mesmo pode existir uma frequência $f_{im} = 2f_{LO} - f_{RF}$, (figura 2.2) designada por sinal de imagem. Este sinal origina à saída do *mixer* dois sinais nas frequências $f_1 = f_{LO} - f_{RF}$ e $f_2 = 3f_{LO} - f_{RF}$. Como f_1 é a frequência que coincide com a frequência IF, irá sobrepor-se ao sinal desejado e fica impossível de separar os dois sinais. Por isto é necessário que um filtro passa-banda seja colocado antes do *mixer* para que se possa rejeitar o sinal de imagem.

Contudo, filtros com um Q muito elevado são difíceis de executar para uma tecnologia CMOS e por isso, existe uma relação entre a frequência intermédia e factor de qualidade.

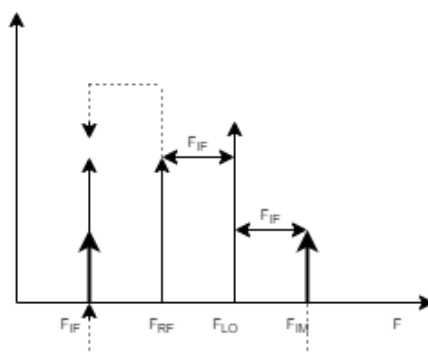


Figura 2.2: Espectro de frequência de imagem de sinal.

Posto isto, é necessário que os filtros tenham de ser executados de forma externa onde é preciso maior *performance*.

2.2.2 Receptor homodino

Outra topologia muito conhecida é a topologia do receptor homodino. Ao usar o oscilador local, o sinal RF é directamente convertido banda-base com a mesma frequência do sinal RF. Para esta topologia é usado um filtro passa-baixo o que simplifica o *design*. Posto isto, o filtro de rejeição de imagem já não é necessário.

Os sinais que são recebidos, são modulados em fase ou frequência, e para este tipo de modulações, a informação que está contida nos *sidebands* do sinal (banda de frequências que se encontram acima ou abaixo da frequência que transporta a informação) é diferente. Os receptores em quadratura são usados para resguardar a informação que está contida nos *sidebands*, (figura 2.3).

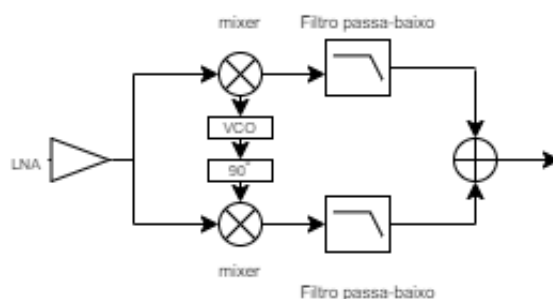


Figura 2.3: Receptor homódino em quadratura.

Este tipo de topologia tem como vantagens o facto de exigir uma área menor, um custo reduzido e baixo consumo. Contudo também tem as suas desvantagens, o que torna que este receptor menos apelativo:

DC offsets: Um dos problemas associados a esta topologia é a fuga que surge entre o amplificador e o *mixer*, a componente DC é gerada à saída deste último que pode saturar os blocos seguintes, impedindo a detecção do sinal.

Incompatibilidade I/Q: Com frequência ou modulação de fase, é necessária uma quadratura de sinais e idealmente devem ter a mesma amplitude e fase com uma diferença de 90°. Mas como os circuitos, principalmente em rádio-frequência, são longe do ideal, os desequilíbrios entre I e Q são dados como erros de ganho e de fase.

Distorção harmónica: Se existirem duas interferências próximas do canal desejado, após a *mixing*, um dos componentes da interferência é deslocado para próximo da banda-base que surge à saída, junto ao sinal convertido. E isto origina numa distorção de sinal. Posto isto, é necessário que o receptor obtenha um IP_2 elevado. Uma solução para evitar este problema seria usar vários amplificadores de baixo ruído e *mixers*, para eliminar a distorção.

2.2.3 Receptor *Low - IF*

Embora o receptor heteródino tenha uma boa *performance*, precisa de recorrer a componentes externos. Quanto ao receptor homódino, pode ser totalmente integrado, contudo tem alguns problemas relacionados com intermodulação, incompatibilidade I/Q...

O receptor *Low - IF* combina as vantagens de ambos os receptores. As especificações do canal de selecção não precisam de ser tão restritas e ao mesmo tempo evita problemas associados com a conversão directa, nomeadamente com o ruído de *flicker* que afecta o sinal de banda-base. Para resolver a questão associada ao problema de imagem do receptor heteródino, é utilizada uma técnica que permite cancelar o sinal de imagem, para que não seja necessário recorrer ao filtro de rejeição de imagem. Este cancelamento de imagem é conseguido através de arquitecturas de quadratura.

Um dos métodos utilizados para cancelar o sinal de imagem é o método da arquitectura de Hartley [6], (figura 2.4). Considere-se que existe um sinal $x = V_{RF}\cos(w_{RF}t) + V_{IM}\cos(w_{IM}t)$, onde V_{RF} e V_{IM} são a amplitude de rádio-frequência e sinais de imagem, respectivamente, que foi colocado à entrada do receptor.

Depois da conversão e de serem filtrados os sinais resultantes, obtém-se que :

$$x_1(t) = -\frac{V_{RF}}{2} \sin[(w_{RF} - w_{LO})t] + \frac{V_{IM}}{2} \sin[(w_{LO} - w_{IM})t] \quad (2.5)$$

$$x_2(t) = \frac{V_{RF}}{2} \sin[(w_{RF} - w_{LO})t] + \frac{V_{IM}}{2} \sin[(w_{LO} - w_{IM})t] \quad (2.6)$$

Como o deslocamento é feito a 90°, fica-se com

$$x_3(t) = \frac{V_{RF}}{2} \cos[(w_{RF} - w_{LO})t] - \frac{V_{IM}}{2} \cos[(w_{LO} - w_{IM})t] \quad (2.7)$$

Este receptor produz as mesmas polaridades para o sinal desejado e polaridades opostas para a imagem, nos dois caminhos. Ao somar os dois sinais, $x_2(t)$ e $x_3(t)$, resulta em

$$x_{IF}(t) = V_{RF} \cos[(w_{RF} - w_{LO})t] \quad (2.8)$$

Assim, a componente da imagem é cancelada e o sinal desejado é duplicado em amplitude. O principal problema desta arquitetura é a sensibilidade do receptor aos erros de quadratura do LO e o cancelamento da imagem incompleto devido às incompatibilidades nos dois caminhos.

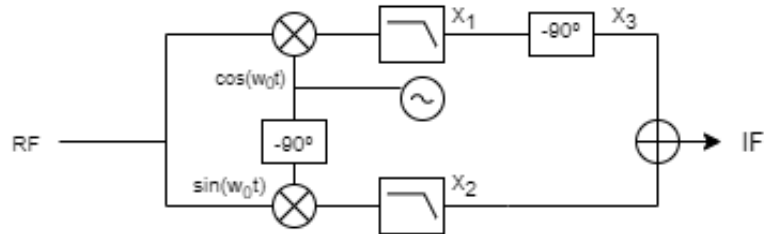


Figura 2.4: Arquitectura de rejeição de imagem (Hartley).

A arquitetura Weaver, (figura 2.5) é semelhante à arquitetura Hartley (figura 2.4), mas a mudança de fase de 90° é realizada na segunda operação de *mixing* em ambos os caminhos do sinal.

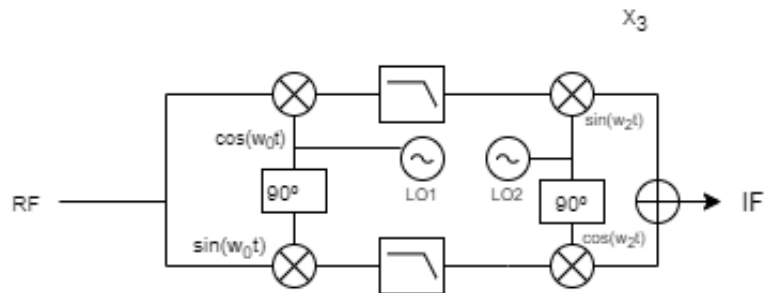


Figura 2.5: Arquitectura de rejeição de imagem (weaver).

Este tipo de abordagem tem os mesmos problemas da arquitetura Hartley e tem com desvantagem o problema da imagem na segunda conversão, se o sinal não for convertido para a banda base.

2.3 Impedância característica

Quando se trata de baixas frequências, a tensão e a corrente não variam significativamente em relação à dimensão dos elementos pelos quais é composto o circuito, visto que as dimensões físicas da rede (conjunto de componentes ligados) são muito menores que o comprimento de onda electromagnético.

O contrário se verifica para altas frequências, as dimensões da rede tendem a ser do mesmo tamanho ou até maior que o comprimento de onda e a tensão e a corrente deixam de se comportar de forma uniforme ao longo do comprimento da rede e por isso as linhas de transmissão são tratadas como parâmetros de rede distribuídas [7].

Uma linha de transmissão pode ser representada por um circuito amplificado, como se pode verificar na figura 2.6 :

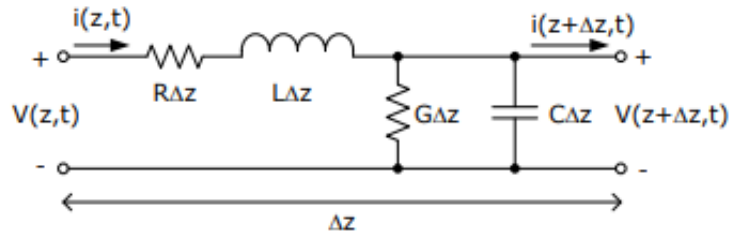


Figura 2.6: Esquema da impedância combinada. Imagem adaptada do artigo [4]

Ao aplicar as leis de tensão e corrente de Kirchhoff, (KVL e KCL, respectivamente), podemos obter as seguintes expressões:

$$v(z) = (R + j\omega L) \times I(z) \times \Delta z + V(z + \Delta z) \quad (2.9)$$

$$I(z) = (G + j\omega C) \times V(z + \Delta z) \times \Delta z + I(z + \Delta z) \quad (2.10)$$

Ao dividir as equações 2.9 e 2.10 por Δz e assumindo que o limite de Δz tende para zero e recorrendo à condição sinusoidal *steady - state*, obtemos as seguintes equações:

$$\equiv \frac{dV(z)}{dz} = -(G + j\omega C) \times I(z) \quad (2.11)$$

$$\equiv \frac{dI(z)}{dz} = -(R + j\omega L) \times V(z) \quad (2.12)$$

A constante de propagação, γ , é definida por 2.13,

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (2.13)$$

Onde γ depende da frequência. Para que possamos obter as expressões de onda da tensão $V(z)$ e da corrente $I(z)$, é necessário derivar ambos os termos de 2.11 e 2.12:

$$\frac{d^2 V(z)}{dz^2} - \gamma^2 \times V(z) = 0 \quad (2.14)$$

$$\frac{d^2 I(z)}{dz^2} - \gamma^2 \times I(z) = 0 \quad (2.15)$$

Para obter as expressões para as tensões e correntes que viajam pela linha de transmissão num ponto específico é necessário chegar às soluções de 2.16 e 2.17:

$$V(z) = V_o^+ e^{-\gamma z} + V_o^- e^{\gamma z} \quad (2.16)$$

$$I(z) = I_o^+ e^{-\gamma z} + I_o^- e^{\gamma z} \quad (2.17)$$

Onde $e^{\gamma z}$ representa a onda de propagação na direcção positiva de z , z^+ , e o $e^{-\gamma z}$ representa a onda de propagação na direcção negativa de z , z^- . Se for aplicada à equação 2.12 a equação 2.16, é obtida a equação da corrente que atravessa a linha,

$$I(z) = (v_o^+ e^{-\gamma z} - v_o^- e^{\gamma z}) \times \frac{\gamma}{R + j\omega L} \quad (2.18)$$

Ora, a expressão da impedância característica na linha, z_o , é dada pela seguinte expressão:

$$z_o = \frac{v_o^+}{I_o^+} = \frac{v_o^-}{I_o^-} \quad (2.19)$$

Ao assumir uma impedância de carga arbitrária, z_L localizada em $Z=0$, e a onda incidente está localizada em $z < 0$, onde 2.20 pode ser verificada,

$$Z_L = \frac{V(0)}{I(0)} = \frac{v_o^+ - v_o^-}{v_o^+ - v_o^-} Z_o \quad (2.20)$$

Ao desenvolver a condição em ordem a $\frac{v_o^-}{V_o^+}$, é possível determinar o coeficiente de reflexão, Γ ,

$$\Gamma = \frac{V(0)}{I(0)} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.21)$$

Para que se possa atingir o máximo de transferência de energia para a carga, não podem ocorrer ondas reflectidas na ordem de $\Gamma = 0$ que apenas ocorre em $Z_L = Z_0$ e por isso, a carga é correspondida à impedância característica da linha. Esta impedância normalmente tem uma impedância característica de 50Ω para sistemas de radiofrequência, por isso o amplificador tem de ter uma impedância de correspondência de 50Ω .

2.4 Parâmetros de dispersão

Como nos circuitos de RF as medições normalmente envolvem a magnitude e fase das ondas, existem dificuldades na medição da tensão e corrente. Por essa razão, como os circuitos de RF são normalmente utilizados para altas frequências, a análise do circuito é feita recorrendo à potência média em vez das medições tradicionais de circuito aberto ou curto-circuito. Por isso, as medições dos parâmetros de dispersão relacionam as tensões das ondas incidentes e reflectidas, nas portas- n , através da seguinte matriz:

$$\begin{bmatrix} v_1^- \\ \vdots \\ v_n^- \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & \cdots & S_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{n1} & \cdots & S_{nn} \end{pmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_1^+ \\ \vdots \\ v_n^+ \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

Em que, v_n^+ é a tensão da onda incidente no porto n e v_n^- representa a onda reflectida. Para que seja possível calcular os parâmetros S , é necessário saber a relação entre a onda reflectida no porto i , e a onda incidente no ponto j , quando os outros portos são determinados por uma carga característica para que sejam evitadas reflexões. No caso particular de existirem apenas dois portos, os parâmetros S podem ser designados por:

- S_{11} - Coeficiente de reflexão à entrada, representa a relação entre as ondas reflectidas e as ondas incidentes à entrada, quando não existe onda incidente à saída
- S_{12} - Coeficiente do ganho inverso, representa a relação entre a onda reflectida à entrada e a onda incidente à saída
- S_{21} - Coeficiente do ganho directo, representa a relação entre a onda reflectida à saída com a onda incidente à entrada

- S22 - Coeficiente de reflexão à saída, representa a relação entre as ondas reflectidas e incidentes à saída quando não existe onda incidente à entrada

No que toca à topologia do amplificador, os parâmetros S são bastante importantes devido à impedância de entrada característica e ao facto de estarem associados ao *return loss*. *Return loss* é a figura de mérito do sinal de reflexão. O objectivo é que seja minimizada ao máximo a transferência de energia e para isso é necessário que mais energia seja transferida para a carga.

2.5 Ruído

O ruído é um elemento que surge nos circuitos de forma aleatória e inevitável, que pode ser causado pela natureza dos materiais pelos quais é composto o circuito ou até mesmo por interferências externas.

2.5.1 Ruído térmico

O ruído térmico é composto pelo movimento aleatório dos electrões que causa uma variação na corrente. Posto isto o ruído térmico pode ser representado por

$$\overline{V_n^2} = 4kT\Delta f \quad (2.23)$$

onde, T é a temperatura em Kelvin, k é a constante de *Boltzmann's* e Δf é a largura de banda.

- **Ruído térmico produzido pela resistência**

O ruído térmico produzido pela resistência pode ser representado pela resistência em série com a tensão, ou como uma fonte de corrente em paralelo, tal como se verifica na figura 2.7.

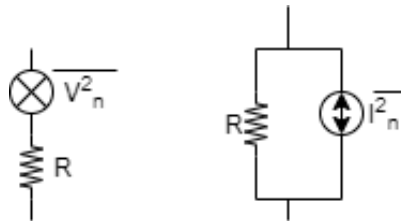


Figura 2.7: Modelos do ruído térmico da resistência R.

Na resistência, a potência de ruído média é dada por

$$\overline{V_n^2} = 4KTR\Delta f \quad (2.24)$$

- **Ruído térmico produzido pelo transistor**

Quanto ao ruído térmico produzido pelos transistor MOS é movimentado pelo canal, e este ruído pode ser representado por uma fonte de corrente em paralelo com o canal, como se pode verificar na figura 2.8.

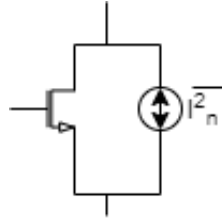


Figura 2.8: Modelos do ruído térmico do transistor.

Para o cálculo deste ruído é preciso saber de antemão em que região está a funcionar o transistor. No caso de estar a funcionar na zona de triodo, a equação é dada por

$$\bar{I}_n^2 = 4kT\gamma G_{d0}\Delta f \quad (2.25)$$

em que G_{d0} é a condutância entre o dreno e a fonte para uma tensão $V_{DS} = 0$, e γ é dado pelo *excess noise factor*. No caso do transistor estar a funcionar na zona de saturação então a equação é dada por

$$\bar{I}_n^2 = 4kT\gamma G_m\Delta f \quad (2.26)$$

2.5.2 Ruído *Flicker*

O ruído de *Flicker* é um ruído que é considerado imprevisível e isto está relacionado com a interface entre o óxido no terminal da porta (S_i O_2) e o substrato de silício (S_i). Este ruído é proporcional a $1/f$, por isso é um ruído bastante dominante no que toca a baixas frequências. É representado por uma fonte de tensão em série com o terminal da porta como se pode ver na figura 2.9

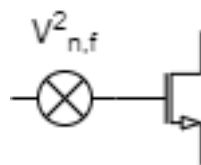


Figura 2.9: Modelos do ruído *Flicker*.

A sua equação é dada por

$$\bar{V}_{n,f}^2 = \frac{k_f}{c_{ox}WLf^{\alpha f}} \quad (2.27)$$

onde k_f é uma constante. Para os transistores PMOS esta constante é inferior em relação aos transistores NMOS, e isso traduz-se num ruído de *Flicker* menor. C_{ox} é a capacidade do óxido do terminal da porta, W é a espessura e L é o comprimento do transistor. A exponencial αf toma valores de 1.2, e k_f toma valores de $4 \times 10^{-23} V^2F$.

2.5.3 Figura de ruído

A figura de ruído (ou factor de ruído, NF em dB) é a medição mais comum de ruído que surge no circuito e pode ser definido como a relação entre a potência total do ruído à saída do circuito com a potência de ruído à saída devido ao sinal de entrada, e essa relação pode ser expressa por 2.28:

$$F = \frac{N_0}{N_i A^2} \quad (2.28)$$

em que N_0 é o total de potência de ruído disponível à saída, N_i é a potência de ruído disponível à entrada e A é o ganho disponível do circuito. Na figura 2.10, pode – se observar dois portos de ruído com ganho A , onde pode ser aplicada a expressão que permite calcular o factor de ruído,

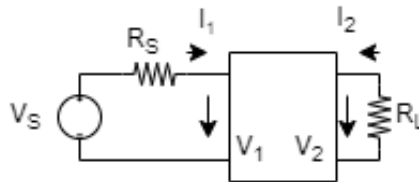


Figura 2.10: Esquema de ruído com 2 portas.

Como se pode observar em 2.10, se os portos forem adaptados e o sinal S_0 for introduzido, então pelo teorema de transferência de potência máxima, a potência do sinal é transferida totalmente para o porto 2 bem como a potência do sinal S_2 da saída de 2 portas é transferida para a resistência de carga, R_L . O ganho é por isso calculado da seguinte forma:

$$A^2 = \frac{S_2}{S_1} \quad (2.29)$$

Dito isto,

$$F = \frac{N_2}{A^2 N_1} = \frac{\frac{S_1}{N_1}}{\frac{S_2}{N_2}} = \frac{\left(\frac{S}{N}\right)_i}{\left(\frac{S}{N}\right)_o} \quad (2.30)$$

2.6 Distorção

Quando o tema são dispositivos reais, tais como os transístores por exemplo, devido às suas características não lineares tais como o ruído, como foi anteriormente falado, ou a compressão de ganho, etc., fazem com que não existam componentes lineares ideais. Estas características podem levar a perdas, distorções do sinal entre tantos outros inconvenientes. Por isso é que a linearidade é um factor importante quando se fala da *performance* de um sistema e descreve o impacto das não-linearidades de um sinal de saída. A maioria das características não lineares podem ser representadas pela série de Taylor,

$$Y = a_0 + a_1x + \dots + a_nx^n \quad (2.31)$$

Existem outros tipos de distorções não lineares que irão ser discutidas nas próximas secções:

2.6.1 Harmónicas

Os dispositivos não lineares geram tantas harmónicas quanto a ordem das suas não linearidades. A não linearidade caracterizada pelo polinómio de terceira-ordem, simplifica os cálculos. Se a entrada do sinal for sinusoidal, então através de 2.32:

$$v_i(t) = v_m \cos w_f t \quad (2.32)$$

A saída vai ser expressa pela equação 2.33,

$$y(t) = a_0 + \frac{a_2 V_m^2}{2} + \left(a_1 V_m + \frac{3a_3 V_m^3}{4} \right) \cos w_f t + \frac{a_2 V_m^2}{2} \cos 2w_f t + \frac{a_3 V_m^3}{4} \cos 3w_f t \quad (2.33)$$

2.6.2 Produto de intermodulação

O produto de intermodulação ocorre quando em vez de se introduzir à entrada do dispositivo um único sinal sinusoidal, são introduzidos dois sinais com diferentes frequências,

$$V_i(t) = V_1 \cos(w_1 t) + V_2 \cos(w_2 t) \quad (2.34)$$

os produtos de intermodulação são produzidos à saída e são dados por

$$y(t) = a_0 + a_1 (V_1 \cos(w_1 t) + V_2 \cos(w_2 t)) + Xa_2 + Za_3 \quad (2.35)$$

onde,

$$X = \frac{V_1^2}{2}(1 + \cos(2w_1t)) + \frac{V_2^2}{2}(1 + \cos(2w_2t)) + V_1 V_2(\cos(w_1 + w_2)t + \cos((w_1 - w_2)t)) \quad (2.36)$$

$$\begin{aligned} Z = & \left(\frac{3}{4}V_1^3 + \frac{3}{2}V_1 V_2^2\right)\cos(w_1t) \\ & + \left(\frac{3}{4}V_2^3 + \frac{3}{2}V_2 V_1^2\right)\cos(w_2t) + \frac{3}{4}V_1^2 V_2(\cos((2w_1 + w_2)t \\ & + \cos((2w_1 - w_2)t)) + \frac{3}{4}V_2^2 V_1(\cos((2w_2 + w_1)t) + \cos((2w_2 - w_1)t)) \\ & + \frac{3}{4}V_1^3 \cos(3w_1t) + \frac{3}{4}V_2^3 \cos(3w_2t) \end{aligned} \quad (2.37)$$

o produto da intermodulação surge em frequências $nw_1 \pm mw_2$. O produto da intermodulação está representado na figura 2.11 para o caso da não linearidade para a terceira ordem.

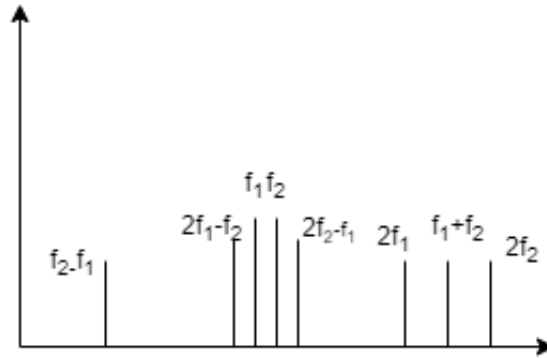


Figura 2.11: Espectro de frequência do produto de intermodulação para a terceira ordem.

2.6.3 Ponto de Compressão 1dB

O ponto de compressão de 1dB é o ponto de referência onde a potência de saída do sinal real é 1 dB menor em relação à potência do sinal ideal. Este valor dá a informação sobre a potência que se pode injectar no circuito, sendo que a zona ideal de funcionamento é nas potências inferiores à do ponto de compressão.

2.6.4 Ponto de intercepção de terceira-ordem

O ponto de intercepção de terceira ordem (IP_3) é definido como o ponto onde as curvas de saída da frequência fundamental e o produto da intermodulação de terceira-ordem se interceptam se forem lineares, quando a amplitude da frequência fundamental for igual à amplitude do produto da intermodulação da terceira-ordem. Uma regra que é utilizada na maioria dos amplificadores de RF é que o ponto de compressão de 1 dB, decai aproximadamente 10 dB abaixo do ponto de intercepção, como se pode observar na figura 2.12. Para o ponto de intermodulação de entrada dá-se como sigla IIP_3 e para a saída OIP_3 .

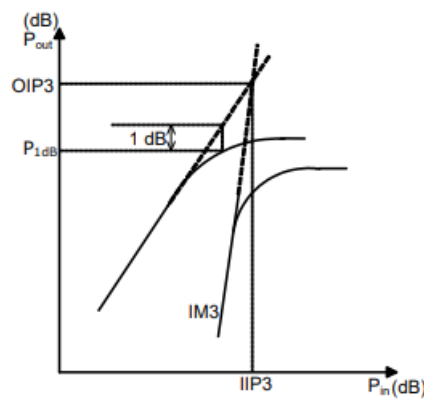


Figura 2.12: Gráfico de exemplo do IP3. Imagem adaptada do artigo [4].

A linearidade da *performance* dos andares em cascata pode ser caracterizada por 2.38:

$$\frac{1}{IIP_3} = \frac{1}{IIP_{3,1}} + \frac{G_1}{IIP_{3,2}} + \frac{G_1 G_2}{IIP_{3,3}} + \dots \quad (2.38)$$

2.7 Amplificadores de Baixo Ruído

O amplificador de baixo ruído funciona como bloco de receptor para uma tecnologia de RF, por isso a sua impedância de entrada deve ser correspondida à impedância característica da antena, assim a transferência de energia é estabelecida ao máximo. Quanto ao ruído do amplificador, este deve introduzir um valor mínimo para o sistema bem como deve conter um ganho suficientemente grande para reduzir a contribuição do ruído, por isso o factor de ruído deve ser o mais baixo possível para introduzir o mínimo de ruído ao sistema. Para que sejam cumpridas estas especificações, quando vários blocos ficam ligados em cascata requerem considerações adicionais, ou seja o factor de ruído geral é dado pela fórmula de Friis, [8] :

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \quad (2.39)$$

Em que F_n é o factor de ruído, e G_{n-1} é o ganho disponível.

2.7.1 Amplificador de banda larga

Os amplificadores de banda larga têm como vantagem, suportar várias frequências, contudo apresentam um factor de ruído elevado. Também é necessário que se garanta uma impedância característica em toda a sua largura de banda. É possível que consiga atingir uma baixa taxa de ruído se recorrer a vários amplificadores com banda estreita, contudo esta técnica ocupa uma grande área e um consumo considerável de potência.

2.7.2 Amplificador de banda estreita

Os amplificadores de banda estreita permitem obter um factor de ruído baixo, embora estejam limitados a uma frequência específica e ocupem uma grande área através do uso de componentes reactivos para que seja obtida a impedância de correspondência, e requerem uma boa tecnologia *RF* para que tenham indutores com um factor *Q* elevado.

COMPARAÇÃO ENTRE AMPLIFICADORES

Neste capítulo vão ser analisados os dois andares mais conhecidos: o andar fonte comum (*Common- Source*, CS) e o andar porta-comum (*Common- Gate*, CG). Vão ser analisados para ambos : o ganho, a impedância de entrada, bem como a sua contribuição de ruído. Neste capítulo também irão ser estudados vários tipos de amplificadores e será apresentada uma discussão onde é feita uma comparação entre os amplificadores.

3.1 Andar fonte-comum com PMOS ligado em diodo

Nesta secção vai ser discutida a análise do andar fonte-comum com transístor PMOS ligado em diodo, (fig 3.1). Todas as deduções para as expressões aqui apresentadas encontram-se no apêndice D.

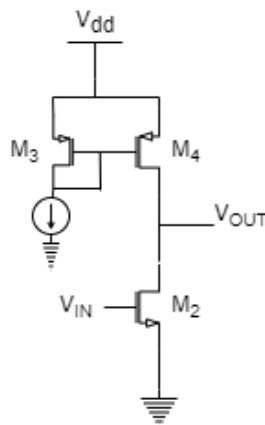


Figura 3.1: Modelo fonte-comum com cargas activas.

3.1.1 Modelo real para baixas frequências

Nesta secção irão ser discutidos o ganho e o ruído produzido por cada elemento existente no circuito, considerando que o modelo é real. A figura 3.2 representa um modelo de pequenos sinais do mesmo.

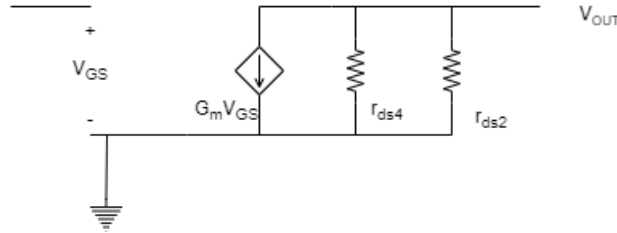


Figura 3.2: Modelo de pequenos sinais do andar CS.

3.1.1.1 Ganho

Analisando a figura 3.2 é possível obter a equação do ganho que é dado por

$$A_V = -g_m \frac{r_{ds2} r_{ds4}}{r_{ds2} + r_{ds4}} \quad (3.1)$$

3.1.1.2 Ruído

A figura 3.3 representa o modelo de pequenos sinais do ruído.

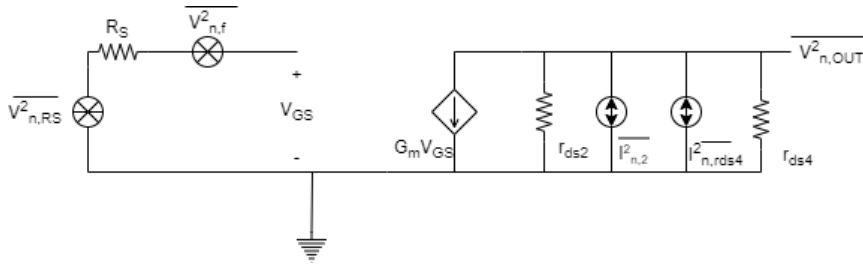


Figura 3.3: Modelo de pequenos sinais do ruído.

Ruído térmico do transistor M2

$$\overline{V_{n,1,OUT}^2} = g_m \frac{4kT}{r_{ds2}} \left(\frac{r_{ds2} r_{ds4}}{r_{ds2} + r_{ds4}} \right)^2 \quad (3.2)$$

Ruído térmico da resistência R_S

$$\overline{V_{n,R_S,OUT}^2} = 4kTR_S G_m^2 \left(\frac{r_{ds2} r_{ds4}}{r_{ds2} + r_{ds4}} \right)^2 \quad (3.3)$$

Ruído *flicker*

$$\overline{V_{nf,OUT}^2} = \frac{kf}{W L C_{ox} f^\alpha f} G_m^2 \left(\frac{r_{ds4} r_{ds2}}{r_{ds4} + r_{ds2}} \right)^2 \quad (3.4)$$

Factor de ruído

$$F = + \frac{kf}{4kTR_S W L C_{ox} f^\alpha f} + \frac{\gamma}{R_S G_m} + \frac{1}{R_S r_{ds2} G_m^2} \quad (3.5)$$

3.1.2 Modelo completo para altas frequências

Nesta seção vai ser analisado o amplificador considerando as capacidades parasítas. Na figura 3.4 encontra-se um modelo de pequenos sinais do mesmo. Este modelo é composto pelos condensadores entre os terminais *porta* - *fonte*, C_{GS1} , entre os terminais *porta* - *dreno*, C_{GD} , entre os terminais *dreno* - *corpo*, C_{DB} .

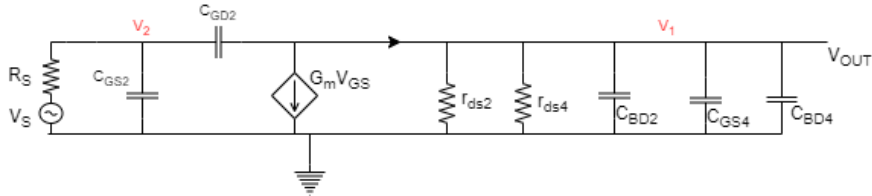


Figura 3.4: Modelo de pequenos sinais do andar CS com capacidades parasítas.

3.1.2.1 Ganho

A expressão do ganho é dada por,

$$A_V = \frac{V_{OUT}}{V_S} = \frac{(r_{ds2} r_{ds4} (C_{GD2} S - G_m + 1))}{xS + yS^2 + z} \quad (3.6)$$

onde x, y e z são dados por,

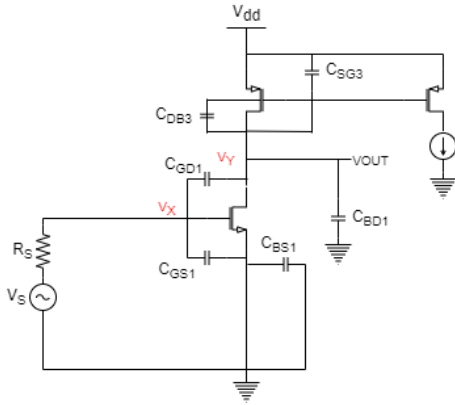
$$\begin{aligned} x = & C_{GD2}(C_{BD2}R_S r_{ds2} + R_S r_{ds4} + r_{ds2} r_{ds4} + R_S r_{ds2} r_{ds4} + G_m R_S r_{ds2} r_{ds4}) \\ & + C_{GS2}R_S(r_{ds2} + r_{ds4}) + C_{BD2}(r_{ds2} r_{ds4}) \\ & + C_{GS4}(r_{ds2} r_{ds4}) + C_{GD4}(r_{ds2} r_{ds4}) \end{aligned} \quad (3.7)$$

$$\begin{aligned}
 y = & C_{BD2}C_{GD2}(R_S r_{ds2} r_{ds4}) + C_{BD2}C_{GS2}(R_S r_{ds2} r_{ds4}) \\
 & + C_{GD2}C_{GD4}(R_S r_{ds2} r_{ds4}) + C_{GD2}C_{GS2}(R_S r_{ds2} r_{ds4}) \\
 & + C_{GD2}C_{GS4}(R_S r_{ds2} r_{ds4}) + C_{GD4}C_{GS2}(R_S r_{ds2} r_{ds4}) \\
 & + C_{GS2}C_{GS4}(R_S r_{ds2} r_{ds4})
 \end{aligned} \tag{3.8}$$

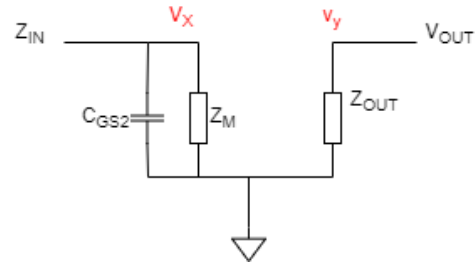
$$z = r_{ds2} + r_{ds4} \tag{3.9}$$

3.1.2.2 Impedância de entrada

Para o cálculo da impedância de entrada é necessário considerar as capacidades parasitas, visto que a impedância já não é considerada infinita como foi para as secções anteriores. Para a análise quanto à impedância de entrada deste andar, recorreu-se ao teorema de *Miller*, (figura 3.5b).



(a) Modelo CS com capacidades parasitas



(b) Modelo pequenos sinais do andar CS com o teorema de *Miller*

Figura 3.5: Modelo pequenos sinais, sem resistência r_{ds} .

a impedância de entrada é dada por,

$$Z_{IN} = \frac{1}{S C_{GS}} // Z_M = \frac{r_{ds2} + r_{ds4}}{S(C_{GS}(r_{ds2} + r_{ds4}) + C_{GD}(r_{ds2} + r_{ds4}) + G_m r_{ds2} r_{ds4})} \tag{3.10}$$

3.2 Andar porta - comum com carga activa

Nesta secção vai ser discutida a análise deste amplificador composto por cargas activas, (3.6). Todas as deduções para as expressões aqui apresentadas encontram-se no apêndice D.

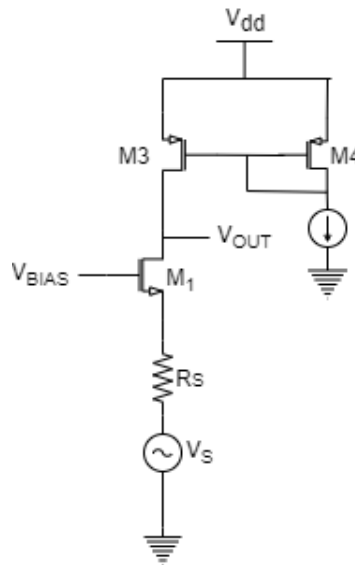


Figura 3.6: Modelo CG com transistor PMOS ligado em diodo.

3.2.1 Modelo real para baixas frequências

Nesta secção irá ser assumida a impedância r_{ds1} do transistor NMOS. Irá ser analisado o ganho, a impedância de entrada bem como o ruído que é produzido pelos elementos do amplificador, (figura 3.7).

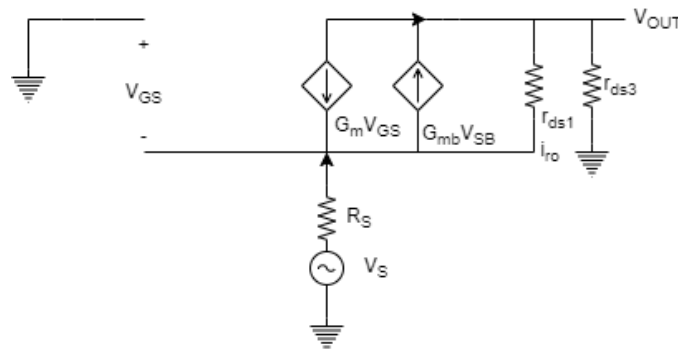


Figura 3.7: Modelo pequenos sinais de ruído térmico do transistor NMOS.

3.2.1.1 Ganho e impedância de entrada

$$A_{VCG} = \frac{r_{ds3}(1 + r_{ds1}(G_m + G_{mb}))}{r_{ds3} + r_{ds1}} \quad (3.11)$$

$$Z_{IN} = \frac{V_{IN}}{I_D} = \frac{r_{ds1} + r_{ds3}}{r_{ds1}(G_m + G_{mb}) + 1} \quad (3.12)$$

3.2.1.2 Ruído

O modelo de pequenos sinais encontra-se na figura 3.8. Novamente, nesta secção vai ser discutido o ruído produzido por cada elemento do amplificador.

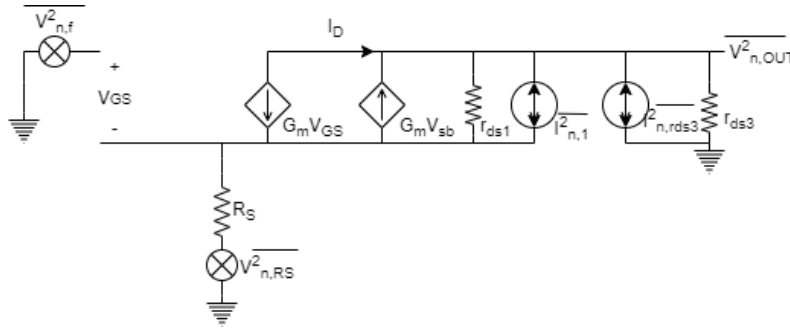


Figura 3.8: Modelo pequenos de ruído térmico do transistor NMOS.

Ruído térmico do transistor NMOS

$$\overline{V_{n,1,OUT}^2} = \lambda G_m \frac{4kT}{r_{ds1}} \left(\frac{r_{ds1} r_{ds3}}{r_{ds1} + r_{ds3}} \right)^2 \quad (3.13)$$

Ruído térmico do transistor PMOS

$$\overline{V_{n,rd3,OUT}^2} = \overline{V_{n,rd3,IN}^2} A_V^2 = 4KT r_{ds3} \left(\frac{r_{ds1}}{r_{ds1} + r_{ds3} + R_S(r_{ds1}(G_m + G_{mb1}) + 1)} \right)^2 \quad (3.14)$$

Ruído térmico da resistência R_S

$$\overline{V_{n,RS,OUT}^2} = 4KT R_S \left[\frac{r_{ds1}(G_m + G_{mb}r_{ds3} + 1)}{r_{ds1} + R_S(r_{ds1}(G_m + G_{mb}) + 1) + r_{ds3}} \right]^2 \quad (3.15)$$

Ruído *Flicker*

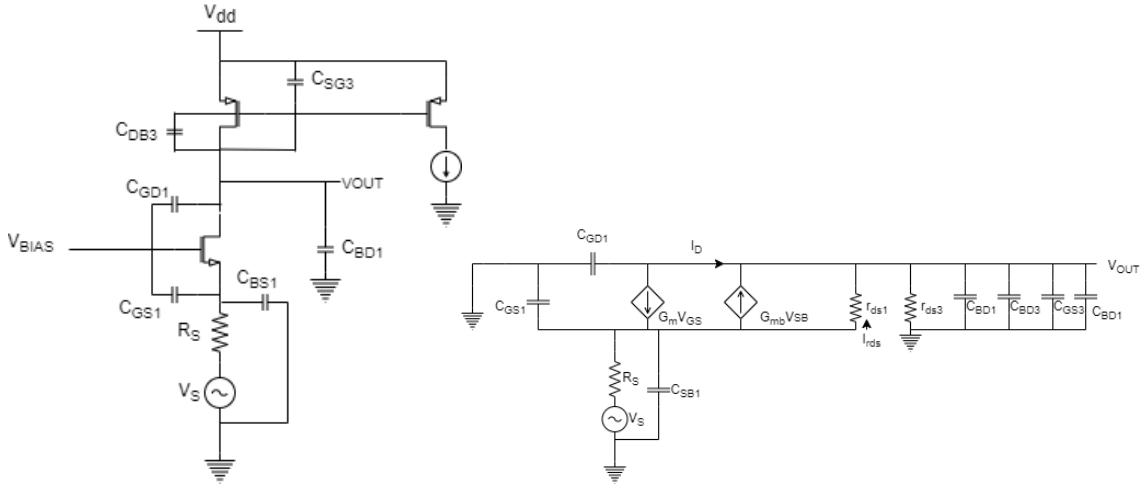
$$\overline{V_n^2 f, out} = \left(\frac{G_m r_{ds3} r_{ds1}}{r_{ds1} + r_{ds3} + R_S(r_{ds1}(G_m + G_{mb}) + 1)} \right)^2 \frac{k_f}{c_{ox} W L f^{\alpha f}} \quad (3.16)$$

Factor de ruído

$$\overline{V_{n,OUT}^2} = \overline{V_{n,f,OUT}^2} + \overline{V_{n,RS,OUT}^2} + \overline{V_{n,rd3,OUT}^2} + \overline{V_{n,RS,OUT}^2} \quad (3.17)$$

3.2.2 Modelo completo para altas frequências

Nesta seção vai ser analisado o amplificador considerando as capacidades parasitas. Nas figuras 3.9a e 3.9b encontram-se um modelo de CG com as capacidades parasitas e um modelo de pequenos sinais do mesmo.



(a) Modelo CG altas frequências. (b) Modelo de pequenos sinais do ruído para altas frequências.

Figura 3.9: Modelo de pequenos sinais para altas frequências.

3.2.2.1 Ganho

Se se considerar que a resistência $R_S = 0$, então a equação do ganho é dada por,

$$A_V = \frac{r_{ds3}(r_{ds1}(G_m + G_{mb}) + 1))}{s(C_{GD1} + C_{BD1})r_{ds3} + r_{ds1} + r_{ds3}} \quad (3.18)$$

3.2.2.2 Impedância de entrada

Posto isto a equação da impedância, Z_{IN} é dada por

$$Z_{IN} = \frac{s r_{ds1} r_{ds3} (C_{GD1} + C_{BD1}) + r_{ds1} + r_{ds3}}{s^2 A + s B + C} \quad (3.19)$$

onde,

$$A = (C_{GD1} + C_{DB1}) (C_{GS1} + C_{SB1}) r_{ds1} r_{ds3}$$

$$B = (C_{GS1} + C_{SB1}) (r_{ds1} + r_{ds3})$$

$$C = (C_{GD1} + C_{BD1}) (r_{ds3} + r_{ds1} r_{ds3} (G_m + G_{mb})) + r_{ds1} (G_m + g_{mb}) + 1$$

3.3 Amplificador de porta - comum e fonte - comum com resistências

Nesta secção vai ser analisada a junção dos andares porta- comum com fonte - comum, [1], em que é utilizado uma funcionalidade *balun* que converte o sinal RF *single - ended* num sinal diferencial. Ao combinar a funcionalidade *balun* e esta topologia num único circuito integrado, à primeira vista parece ser uma boa opção para que se cumpra o objectivo de obter um receptor com boa largura de banda e baixo ruído. Contudo, apenas alguns amplificadores com a funcionalidade *balun* é que obtiveram uma baixa figura de ruído para receptores de multi-banda. Embora os circuitos tenham uma única entrada e várias saídas, não é discutido o desequilíbrio de ganhos. A topologia está representada na figura 3.10.

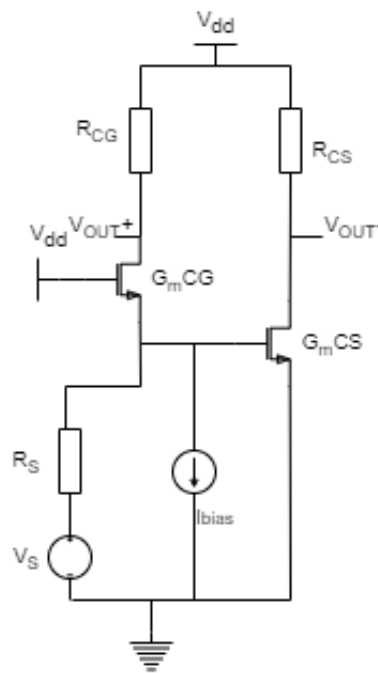


Figura 3.10: Topologia porta-comum fonte-comum com resistências.

3.3.1 Funcionalidade *Balun*

Os amplificadores com uma estrutura diferencial permite melhorar muito a distorção de segunda ordem, visto que surgem em fase e são canceladas e redução do ruído. O andar fonte-comum (CG, em inglês) que está polarizado com a fonte de corrente, tem uma relação directa entre o ganho ($A_{v,CG}$) e a impedância de entrada ($R_{in,CG}$).

3.3. AMPLIFICADOR DE PORTA - COMUM E FONTE - COMUM COM RESISTÊNCIAS

A corrente que atravessa a resistência R_{CG} tem de ser igual à corrente existente à entrada, designada por i_{in} , ou seja é a equação 3.20 que permite calcular i_{in} :

$$i_{in} = i_{reg} = \frac{v_{out,CG}}{R_{CG}} = \frac{v_{in} \times A_{v,CG}}{R_{CG}} \quad (3.20)$$

No entanto, para que se possa obter à entrada a impedância característica, a impedância de entrada no andar porta-comum (CG, em inglês) tem de ser igual ao valor da resistência R_S , então o ganho pode ser obtido por 3.21. Para que se possa criar a funcionalidade *balun*, é preciso que o ganho do andar CG seja simétrico ao ganho do andar CS, como se pode observar na equação 3.22,

$$A_{v,CG} = \frac{R_{CG}}{R_{in,PC}} = \frac{R_{CG}}{R_S} \quad (3.21)$$

$$A_{v,CS} = -A_{v,CG} = -\frac{R_{CG}}{R_S} \quad (3.22)$$

3.3.2 Impedância de entrada e ganho

O ganho pode ser dado pela equação 3.23, e a variação do ganho é dado por:

$$A_v = g_{m,CG} R_{CG} + g_{m,CS} R_{CS} \quad (3.23)$$

A variação do ganho é dada por

$$\Delta A_v = 20 \log \left(\frac{A_{v,CS}}{A_{v,CG}} \right) = 20 \log \left(\frac{g_{m,CS} \cdot R_{CS}}{g_{m,CG} \cdot R_{CG}} \right) \quad (3.24)$$

A transcondutância do andar fonte-comum deve ser n vezes maior que a transcondutância do andar porta-comum e a resistência do andar fonte-comum tem de ser n vezes mais pequena que a resistência do andar porta-comum e isto leva a que

$$g_{m,CS} = n \cdot g_{m,CG} \quad (3.25)$$

$$R_{CS} = \frac{R_{CG}}{n} \quad (3.26)$$

3.3.3 Ruído

Quanto à análise do amplificador no que toca ao seu ruído por simplicidade, os transistores vão ser analisados como tendo uma impedância à saída infinita, e que a fonte de corrente de polarização do andar fonte-comum é ideal.

Factor de ruído

A equação do factor de ruído, [1] é dada por

$$F = 1 + \frac{\gamma G_m C G (R_{CG} - R_S G_m C S R_{CS})^2}{R_S A_V^2} + \frac{\gamma G_m C S R_{CS}^2 (1 + G_m C G R_S)^2}{R_S A_V^2} + \frac{(R_{CG} + R_{CS})(1 + G_m C G R_S)^2}{R_S A_V^2} \quad (3.27)$$

em que a segunda parte da equação provém da contribuição do andar porta-comum, a terceira parte do andar fonte-comum e a ultima parte provém das cargas das resistências.

Cancelamento de Ruído

Existem três formas de implementar este amplificador. Na figura 3.11 encontram-se os gráficos que representam a figura de ruído, ganho, o desequilíbrio de ganho *versus* o factor de impedância.

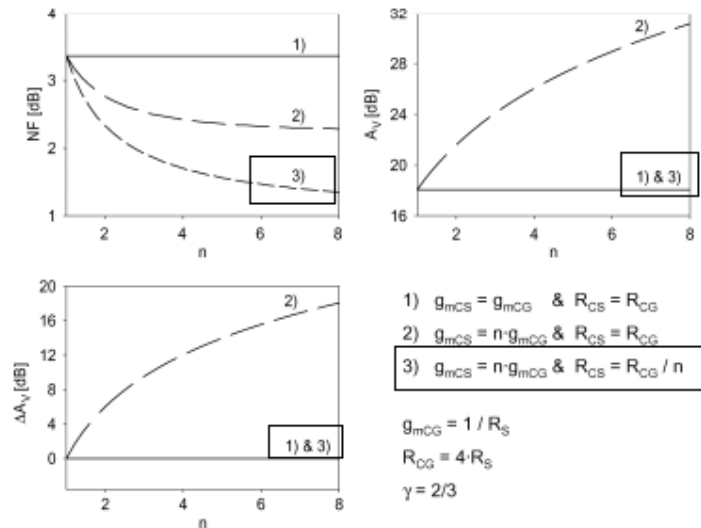


Figura 3.11: Figura de ruído, ganho e desequilíbrio de ganho que relaciona a impedância com o factor N. Imagem adaptada de [1].

A primeira forma de implementar este amplificador seria que as transcondutâncias de ambos os andares fossem iguais, isto é : $g_{m,CS} = g_{m,CG}$, bem como as

3.3. AMPLIFICADOR DE PORTA - COMUM E FONTE - COMUM COM RESISTÊNCIAS

resistências: $R_{CG} = R_{CS}$ (é a maneira mais tradicional de implementar a funcionalidade *balun*). Para esta opção obtém-se um NF de 3.4 dB e um ganho de 18.1 dB. Embora o ruído do transistor do andar porta-comum seja totalmente cancelado, a figura de ruído não é inferior a 3 dB, e o ruído do andar fonte-comum é bastante significativo devido à sua transcondutância $g_{mCS} = 1/R_S$ ser baixa e o facto da tensão se dividir pelas resistências R_S e R_{in} aumenta a contribuição de ruído.

A segunda seria a transcondutância do transistor do andar fonte-comum deveria ser n vezes superior à transcondutância do transistor do andar porta-comum, ou seja: $g_{mCS} = n g_{mCG}$, e as resistências iguais, ou seja: $R_{CG} = R_{CS}$. Para esta opção observa-se que NF é menor e há aumento do ganho com o aumento da relação N . Contudo, à medida que a relação N aumenta, o ganho do andar fonte-comum aumenta enquanto que o ganho do andar porta-comum se mantém constante, o que traz um desequilíbrio de ganho.

Por fim, a transcondutância do transistor fonte-comum teria de ser n vezes superior à transcondutância do transistor porta-comum e a resistência CS n vezes menor que a resistência de porta-comum, ou seja: $g_{mCS} = n g_{mCG}$ e $R_{CS} = \frac{R_{CG}}{n}$. Para esta opção observa-se que o NF reduz ainda mais e o ruído do andar porta-comum é totalmente cancelado. A contribuição do ruído do andar fonte-comum também se reduz e o ganho mantém-se constante. Tanto a resistência como o transistor do andar fonte-comum são escalados simultaneamente e assim não ocorrem desequilíbrios de ganho e funcionalidade *balun* é mantida para qualquer relação de N .

O andar porta-comum gera um ruído que pode ser representado pela corrente i_n , que origina uma tensão no nó de entrada e uma tensão com fase oposta no nó de saída, como se verifica nas equações 3.28 e 3.29, respectivamente:

$$v_{n,in} = \alpha_1 \cdot i_n \cdot R_S \quad (3.28)$$

$$v_{n,CG} = -\alpha_1 \cdot i_n \cdot R_{CG} \quad (3.29)$$

em que $-\alpha_1$ pode ser expresso da seguinte forma,

$$\alpha_1 = \frac{R_{in,CG}}{R_{in,CG} + R_S} \quad (3.30)$$

O ruído à saída do andar fonte-comum iguala-se ao ruído de saída do andar porta-comum, quando o ganho do andar fonte-comum satisfaz a equação 3.22. Disto isto, a contribuição do ruído do andar porta-comum pode ser cancelada.

3.3.4 Distorção

Analisando o andar porta-comum, é possível perceber que a tensão v_s provoca uma corrente linear no dreno-fonte, designada por i_{ds} , que será convertida numa tensão não linear à entrada, designada por v_{in} pela resistência R_S . A tensão v_{in} pode ser expressa pela série de Taylor. A tensão de saída no andar porta-comum e a tensão de saída no andar fonte-comum podem ser descritas pelas equações 3.31 e 3.32, respectivamente:

$$v_{out,CG} = i_{in} R_{CG} \quad (3.31)$$

$$v_{out,CS} = -v_{in} \frac{R_{CG}}{R_S} \quad (3.32)$$

Ao subtrair as equações 3.31 e 3.32, pode-se obter apenas a parte linear. A equação 3.33 traduz essa linearidade:

$$v_{out,dif} = v_{out,CG} - v_{out,CS} = v_s \cdot \frac{R_{CG}}{R_S} \quad (3.33)$$

Portanto, no que toca ao andar porta-comum todas as correntes de ruído e de distorção podem ser canceladas, independentemente se foram produzidas pela transcondutância não linear ou pela condutância à saída não linear também.

Enquanto que a distorção no andar de porta-comum for cancelada se a resistência R_{CG} for linear, o andar fonte-comum vai determinar a linearidade de todo o amplificador.

3.3.5 Linearidade

Nesta topologia o receptor de banda larga, devido às interferências que possam ocorrer derivadas da soma ou diferença de frequências igual ao sinal RF de entrada desejada, podem ocorrer problemas quanto à intermodulação de segunda ordem. Esta questão pode ser solucionada se for colocado um filtro passa-baixo entre a saída do amplificador e a entrada do *mixer*. Contudo a frequência em que se obtém o produto de intermodulação vai ser igual à frequência do sinal desejado, o que faz com que não se consigam separar ambas as frequências.

Para este tipo de amplificador, é necessário que o receptor tenha um IIP2 e um IIP3 suficientemente altos para que possa lidar com as interferências fortes.

3.3.6 Análise de resultados

A tabela 3.1 representa os resultados obtidos para este amplificador. É possível obter um balanço à saída entre o cancelamento de ruído e o cancelamento de distorção. Se o andar fonte-comum tiver boa linearidade, é possível obter uma boa linearidade no geral.

Tabela 3.1: Tabela de resultados para o amplificador porta-comum e fonte-comum com resistências.

Topologia [1]	LB [GHz]	NF[dB]	Ganho [dB]	IIP2 [dBm]	IIP3 [dBm]	Área[mm2]
[1]	0.2-5.2	<3.5	13-15.6	>+20	>0	0.009

3.4 Amplificador porta - comum e fonte- comum com espelho de corrente e indutor

Nesta secção será discutido um amplificador de baixo ruído de banda larga que utiliza um espelho de corrente (CM), [9] em que a saída é *single-ended* e é utilizada a técnica de cancelamento de ruído e distorção, IMD2, com o objectivo de se obter a mínima figura de ruído possível, bem como uma linearidade alta (IIP2 e IIP3). Na figura 3.12 está representado um amplificador de banda larga onde é adoptada uma técnica de cancelamento de ruído, baseada num espelho de corrente. Esta técnica recorre a um amplificador de porta-comum (M1) e um amplificador de fonte-comum (M2) que juntos formam um espelho de corrente.

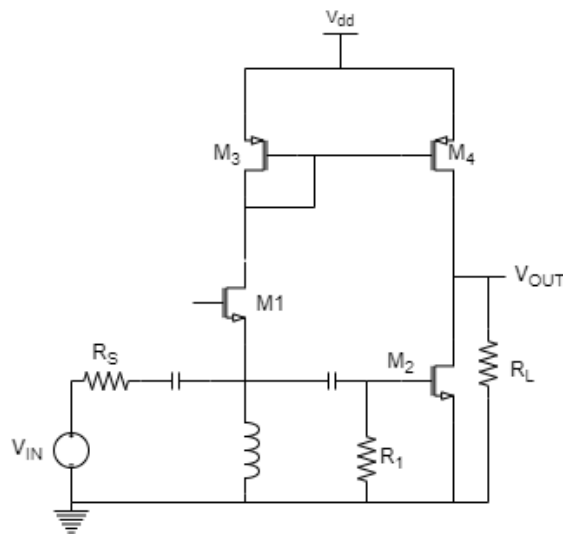


Figura 3.12: Amplificador porta-comum fonte-comum com indutor.

3.4.1 Impedância de entrada e ganho

A impedância do amplificador da figura 3.12 é dada por:

$$Z_{in} = \frac{1}{g_{m1}} \quad (3.34)$$

o ganho é dado pela soma do ganho do amplificador porta-comum com a relação N , do espelho de corrente e o ganho do amplificador fonte-comum. Quando a impedância de entrada corresponde à impedância da fonte, o ganho pode ser dado pela expressão 3.35:

$$A_V = R_s \approx -\frac{1}{2}(g_{m1}N + g_{m2})R_L \quad (3.35)$$

em que N é a relação do espelho de corrente dos transistores M_3 e M_4 .

3.4.2 Ruído

A corrente de ruído que é produzida à entrada do transistor M_1 , percorre o transistor M_3 ligado em diodo, até ao indutor. Como a polaridade do ruído à entrada do transistor M_1 é oposta à polaridade do transistor M_3 ligado em diodo, o cancelamento de ruído pode ser conseguido à saída se forem adicionados dois caminhos, como por exemplo o do andar porta-comum e fonte-comum, através do espelho de corrente. Ao adoptar o espelho de corrente que junta os dois andares para que se possa cancelar o ruído térmico, é possível obter um ganho alto e uma figura de ruído baixa. Um transistor com o canal longo deve ser utilizado no espelho de corrente, porque as distorções harmónicas deste pode originar uma incompatibilidade na tensão de *threshold*.

Factor de ruído

Se m for a relação de $\frac{g_{m2}}{2Ng_{m1}}$, que é denominado por coeficiente de cancelamento de ruído (NCC), então o factor de ruído será:

$$F \approx 1 + EF_{M1} + EF_{ETC} = 1 + \frac{8|1 - m^2|}{3(1 + 2m)^2} + \frac{16}{3(1 + 2m)^2} \left[\frac{g_{m3}}{g_{m1}} + \frac{m}{N} \right] \quad (3.36)$$

em que EF_{M1} é o ruído mais presente na porta comum do transistor $M1$, e EF_{ETC} é o ruído existente nos transistores M_2, M_3 e M_4 .

3.4.3 Linearidade

Embora o IIP3 alto sobre uma banda larga possa ser obtido através do espelho de corrente, a *performance* de IIP2 continua a não ser a melhor devido à estrutura

3.5. AMPLIFICADOR DE PORTA E FONTE-COMUM COM ESPELHO DE CORRENTE E CONFIGURAÇÕES PMOS E NMOS

relacionada com a entrada e saída. Por isso, em [10], uma estrutura diferencial que degrada a figura de ruído e o ruído adicional do circuito, teve de ser inevitavelmente adoptada.

3.4.4 Análise de resultados

Ao adoptar o cancelamento de ruído com base na amplificação de corrente, este amplificador pode adquirir um baixo NF e um IIP3 alto sem que haja degradação do ganho e uma entrada característica de banda larga.

Tabela 3.2: Tabela de resultados para o amplificador porta-comum e fonte-comum com espelho de corrente e indutor.

Topologia [9]	LB [GHz] banda TV	NF[dB] 3.6	Ganho [dB] 14.5	IIP2 [dBm] 2.5	IIP3 [dBm] 38	Área[mm ²] 0.08
------------------	----------------------	---------------	--------------------	-------------------	------------------	--------------------------------

Além disso, ao utilizar uma técnica de cancelamento de ruído de IMD2 para utilizar as características complementares de NMOS e PMOS, o amplificador melhora bastante o desempenho do IIP2, mantendo o cancelamento de ruído térmico. Por isso, este amplificador proposto é adequado para o primeiro andar de receptores de RF de banda larga que requerem alta sensibilidade e linearidade sem a necessidade de usar transformadores passivos volumosos externos.

3.5 Amplificador de porta e fonte-comum com espelho de corrente e configurações pMOS e nMOS

Nesta secção vai ser discutida a topologia de um amplificador com espelho de corrente que inclui configurações pMOS e nMOS, com andar de entrada característica com realimentação, [3]. Este amplificador de realimentação com espelho de corrente, possivelmente irá proporcionar uma boa *performance*.

Na figura 3.13, está representado o esquemático que consiste no andar de entrada, fonte-comum do transistor M_1 , *feedback* activo de shunt do transistor M_5 e o espelho de corrente (M_3 e M_4), no caminho principal, e um andar de cancelamento de ruído no transistor M_2 , no caminho auxiliar.

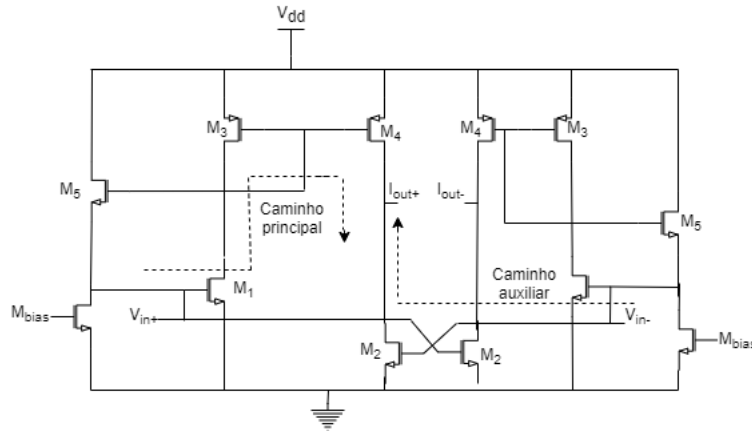


Figura 3.13: Amplificador com espelho de corrente e cargas activas.

O espelho de corrente vai juntar as correntes de saída dos caminhos principal e auxiliares, o que evita o uso de indutores, [2]. Para além disso, a relação do espelho de corrente N , também aumenta a transcondutância do caminho principal, o que reduz a contribuição do ruído.

3.5.1 Impedância de entrada e ganho

A impedância de entrada característica é constituída pelo *feedback* de shunt. Por simplicidade, irá ser analisada a parte esquerda da figura 3.14, para que seja mais intuitivo obter a expressão do ganho.

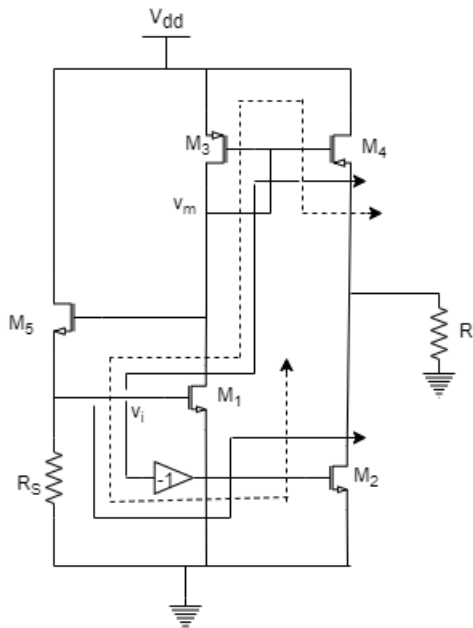


Figura 3.14: Parte esquerda do amplificador.

Ao analisar a figura 3.14, pode-se observar que a tensão de entrada, v_i percorre

3.5. AMPLIFICADOR DE PORTA E FONTE-COMUM COM ESPELHO DE CORRENTE E CONFIGURAÇÕES PMOS E NMOS

dois caminhos. No caminho principal, v_i é convertido em corrente pelo transistor M_1 , e posteriormente é amplificado pelo espelho de corrente, $M_{3,4}$, o que origina uma corrente à saída do nó v_o , [11], [12]. No caminho auxiliar, v_i é convertido pelo transistor M_2 noutra corrente, que surge no mesmo nó de saída.

$$Ganho = G_m R_L = (N g_{m1} + g_{m2}) R_L = 2N(g_{m1} + g_{m3}) R_L \quad (3.37)$$

embora a equação possa sugerir que exista um desequilíbrio entre $N g_{m1}$ e g_{m2} , pode-se observar que o caminho principal e o caminho auxiliar cruzam-se no nó de saída e por isso o ganho fica equilibrado no circuito diferencial.

3.5.2 Ruído

O ruído de M_1 percorre dois caminhos, uma porção do ruído da corrente, i_{n1} , percorre o nó v_m e é amplificado directamente pelo espelho de corrente. Consequentemente, produz uma tensão de ruído no nó v_m , que percorre o nó v_i e depois é convertida para a corrente pelo transistor M_2 . Estas duas correntes como têm polaridades diferentes, cancelam-se um ao outro no nó de saída.

O ruído dos transistores M_1 e M_3 pode ser cancelado através da técnica de cancelamento de ruído [3]. O ruído restante encontra-se no transistor M_2 . Para que se possa diminuir este ruído, é possível recorrer ao aumento da transcondutância de M_2 . Na equação 3.5.2, está traduzida a equação do factor de ruído:

$$\begin{aligned} F = 1 + & \frac{\gamma}{\alpha} \frac{g_{m1}(g_{m1} + 2g_{m3})^2(1-m)^2}{R_s(g_{m1} + g_{m3})^2[g_{m1} + m(g_{m1} + 2g_{m3})]^2} \\ & + \frac{4\gamma}{\alpha} \frac{m(g_{m1} + g_{m3})}{R_s N [g_{m1} + m(g_{m1} + 2g_{m3})]^2} + \frac{\gamma}{\alpha} \frac{g_{m3}(g_{m1} + 2g_{m3})^2(1-m)^2}{R_s(g_{m1} + g_{m3})^2[g_{m1} + m(g_{m1} + 2g_{m3})]^2} \\ & + \frac{4\gamma}{\alpha} \frac{g_{m3}}{R_s N [g_{m1} + m(g_{m1} + 2g_{m3})]^2} \end{aligned} \quad (3.38)$$

3.5.3 Linearidade

Continua a existir uma distorção residual no andar de cancelamento de ruído, o que leva a uma limitação na linearidade. Apesar da robustez da linearização, foram feitos alguns estudos com o objectivo de reduzir a distorção de segunda ordem no andar de cancelamento de ruído, [11] [13], contudo a melhoria do IP3 é limitada. Existe um artigo, [9], que consegue lidar com a terceira ordem mas

não consegue lidar com a distorção. Como resultado, minimizar a distorção no andar de cancelamento de ruído apresenta desafios no *design*. A não linearidade da transcondutância é vista como a principal fonte de distorção.

Existem elementos não lineares de terceira ordem entre os transistores $M_{2,4,5}$ e os transistores $M_{1,3}$. A técnica do *multigated transistor* (MTGR), [14], tem como objectivo cancelar a terceira ordem não linear, ao dimensionar o tamanho e a polarização do transistor auxiliar. Para minimizar o consumo da potência, é necessário que se polarize o transistor auxiliar na região de fraca inversão.

O coeficiente de distorção de segunda ordem interage com os parasitas que se encontram no circuito, o que irá proporcionar uma limitação para o IP3 em altas frequências, [15]. Para dispositivos de canal longo, as configurações complementares teoricamente, anulam as distorções de ordem alta dos circuitos, [16].

Se for usado, um canal curto em que é utilizado um modelo I-V, o IP2 pode ser melhorado, [17], o mesmo já não acontece com o IP3.

Em resumo, as configurações complementares combinadas, servirão para cancelar a não linearidade da terceira ordem e reduzir a não linearidade da segunda ordem do circuito (ao dimensionar de forma apropriada o tamanho e a polarização dos circuitos complementares), de forma simultânea.

3.5.3.1 Análise de resultados

Foi conseguido um bom NF, devido à técnica de cancelamento de ruído, com um consumo de potência moderado, enquanto que na entrada característica, a largura de banda é estendida através do método π - *type*. Neste artigo, percebeu-se a importância da utilização de configurações adicionais, nomeadamente as configurações nMOS e pMOS, que permitiram reduzir as componentes não lineares no amplificador. Foi também obtido um melhoramento no que toca ao IIP3.

Tabela 3.3: Tabela de resultados para o amplificador porta-comum e fonte-comum com cargas activas.

Topologia [3]	LB [GHz]	NF[dB]	Ganho [dB], [dB]	IIP2 [dBm]	IIP3 [dBm]	Área[mm ²]
	0.1-2	2.9-3.5	17.5	10.6-14.3	39-44	0.63

3.6 Discussão

Nesta secção vão ser comparadas as análises de resultados dos amplificadores estudados neste capítulo.

Começando por analisar os valores obtidos no ganho, é possível concluir que a topologia que obteve maior ganho foi a topologia 3.5, que obteve 17.5 dB. Quanto à figura de ruído, a topologia que obteve uma menor NF foi a topologia de 3.3. Já em relação à linearidade a topologia que se destacou, foi a 3.5. No consumo, a topologia 3.4 destaca-se pelo seu baixo consumo, com 21.3 mW. Por fim, ao analisar a largura de banda, a topologia 3.3, foi a que obteve maior de largura de banda. Após a análise desta tabela, é possível dizer que o amplificador que se destacou foi o 3.3, visto que obteve a melhor largura de banda, um ganho alto e um figura de ruído reduzida. Nesta dissertação será estudada a topologia 3.3, em que será otimizada a relação do espelho de corrente, N com cargas activas (configurações Pmos e Nmos), que vai ser adaptada de [4].

Tabela 3.4: Comparação entre as topologias analisadas.

Topologia	Ganho[dB]	NF[dB]	IIP3[dBm]	IIP2[dBm]	Area[mm ²]	Consumo[mW]	LB[GHz]
[1]	13 - 15.6	<3.5	>0	>+20	0.009	21	0.2-5.2
[9]	14.5	3.6	38	2.5	0.08	11.52	0.072 - 0.85
[3]	17.5	2.9-3.5	39-44	10.6-14.3	0.63	21.3	0.1-2

AMPLIFICADOR DE BAIXO RUÍDO

Neste capítulo será implementado um amplificador de baixo ruído composto pela combinação de dois andares, fonte-comum (*Common-source*, CS) e pelo andar porta-comum (*Common-gate*, CG), que se unem por um espelho de corrente. Serão analisadas todas as componentes DC para cada relação de N, bem como as análises às simulações do ganho, ruído, linearidade e parâmetros de dispersão.

4.1 Amplificador de baixo ruído com fonte de corrente ideal

Nesta secção será discutido o amplificador que se encontra na figura 4.1. O circuito é composto pela combinação dos andares porta-comum e fonte-comum, através de um espelho de corrente. Como o amplificador apenas possui configurações Pmos em substituição de resistências, [4]. Quanto ao espelho de corrente, o transistor M_3 está ligado em diodo, o que é muito utilizado em espelhos de corrente, pois tem como função fornecer uma determinada queda de tensão, que se iguala à queda de tensão do transistor M_4 à medida que a temperatura aumenta.

Ao escolher a melhor relação de N, é possível cancelar a corrente que representa o ruído do transistor M1. Como este espelho de corrente é composto por transistores PMOS, a sua distorção é compensada pela distorção dos transistores NMOS.

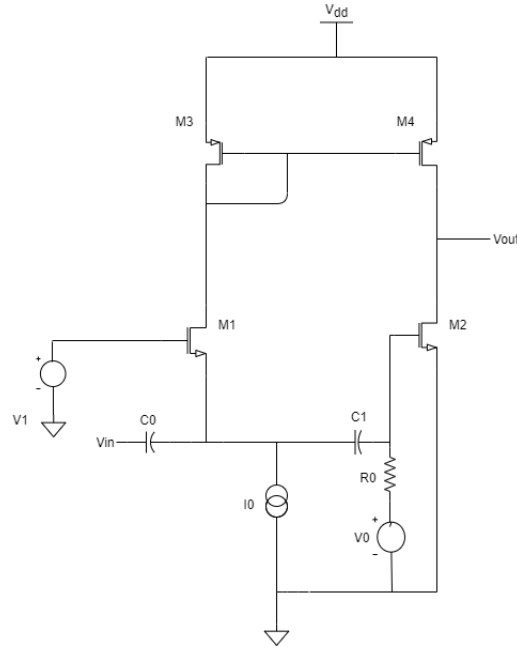


Figura 4.1: Amplificador de baixo ruído com corrente ideal.

Impedância de entrada

A equação da impedância, Z_{IN} é dada por

$$Z_{IN} = \frac{s r_{ds1} r_{ds3} (C_{GD1} + C_{DB1}) + r_{ds1} + r_{ds3}}{s^2 x + s y + z} \quad (4.1)$$

onde ,

$$x = (C_{GD1} + C_{DB1}) (C_{GS1} + C_{SB1}) r_{ds1} r_{ds3}$$

$$y = ((C_{GS1} + C_{SB1}) (r_{ds1} + r_{ds3}) + (C_{GD1} + C_{DB1}) (r_{ds3} + r_{ds1} r_{ds3} (G_m + G_{mb})))$$

$$z = r_{ds1} (G_m + G_{mb}) + 1$$

Ganho

Visto que o circuito que está a ser estudado tem uma única saída, a equação da tensão V_{OUT} que se encontra no andar fonte-comum é dada por (considerando as capacidades parasitas),

$$A_V = \frac{(s C_{GD2} - G_{m2}) r_{ds2} r_{ds4}}{s r_{ds2} r_{ds4} (C_{DB2} + C_{GD2}) + r_{ds2} + r_{ds4}} \quad (4.2)$$

Se não se considerar as capacidades parasitas, então o ganho pode ser dado por,

4.1. AMPLIFICADOR DE BAIXO RUÍDO COM FONTE DE CORRENTE IDEAL

$$A_V = G_{m2} \frac{r_{ds2} r_{ds4}}{r_{ds2} + r_{ds4}} \quad (4.3)$$

Se se considerar que a resistência de saída dos transistores é infinita então,

$$A_V = G_{m2} r_{ds4} \quad (4.4)$$

Factor de ruído

O ruído total existente à saída do amplificador é dado pela soma de todas as contribuições de ruído produzidas por cada elemento do circuito. A análise vai ser feita para cada andar, individualmente, e para simplificar é ignorada a resistência R_S . O ruído à entrada do circuito é dada por,

$$V_{nR_S, in} = \alpha V_{n, R_S} \quad (4.5)$$

onde,

$$\alpha = \frac{Z_{IN}}{Z_{IN} + R_S} = \frac{r_{ds1} + r_{ds3}}{r_{ds1} + r_{ds3} + R_S(G_m + G_{mb1}) + 1} \quad (4.6)$$

Começando pelo ruído do andar porta-comum. Sabe-se as contribuições de ruído produzidas pelos elementos que compõem este andar (transistor M1 e transistor M3) podem ser representados por, (considerando o modelo real):

$$\overline{V_{n, out, CG}^2} = \left(\frac{G_m r_{ds3} r_{ds1}}{r_{ds1} + r_{ds3}} \right)^2 \frac{k_f}{c_{ox} W L f^{\alpha f}} \quad (4.7)$$

$$\overline{V_{n, rds3, out, CG}^2} = 4KT r_{ds3} \left(\frac{r_{ds1}}{r_{ds1} + r_{ds3}} \right)^2 \quad (4.8)$$

$$\overline{V_{n, 1, out, CG}^2} = 4kT \gamma G_m \frac{4kT}{r_{ds1}} \left(\frac{r_{ds1} r_{ds3}}{r_{ds1} + r_{ds3}} \right)^2 \quad (4.9)$$

quanto às equações de ruído do andar fonte-comum, são dadas por:

$$\overline{V_{n, f, out, CS}^2} = \frac{k_f}{W L C_{ox} f^{\alpha f}} G_m^2 \left(\frac{r_{ds4} r_{ds2}}{r_{ds4} + r_{ds2}} \right)^2 \quad (4.10)$$

$$\overline{V_{nr_{ds4},CS}^2} = 4kT \left(\frac{r_{ds2}}{r_{ds2} + r_{ds4}} \right)^2 \quad (4.11)$$

$$\overline{V_{n,1,out,CS}^2} = 4kT \gamma G_m 4kT \frac{r_{ds2}^2 r_{ds4}}{(r_{ds2} + r_{ds4})^2} \quad (4.12)$$

As contribuições de ruído que são produzidas pelo andar porta-comum irão ser espelhadas para a saída do andar fonte-comum. Posto isto, pode-se dizer que o ruído do andar porta-comum pode ser dado por

$$\begin{aligned} \overline{V_{n,f,CG,out,CS}^2} &= \frac{\overline{V_{n,f,CG,out}^2}}{A_{V,CG}^2} A_{V,CS}^2 \\ &= \frac{(G_{m1} r_{ds1} r_{ds3})^2 (G_{m2} r_{ds2} r_{ds4})^2}{[r_{ds1} (G_{m1} + G_{mb1}) + 1]^2 r_{ds3}^2 (r_{ds2} + r_{ds4})^2} \frac{k_f}{c_{ox} W_1 L_1 f^\alpha f} \end{aligned} \quad (4.13)$$

$$\begin{aligned} \overline{V_{n,1,out,CS}^2} &= \frac{\overline{V_{n,1,CG,out}^2}}{A_{V,CG}^2} A_{V,CS}^2 \\ &= 4kT \gamma G_{m1} \left(\frac{r_{ds1} r_{ds3}}{(r_{ds1} (G_{m1} + G_{mb1}) + 1) r_{ds3}} \frac{G_{m2} r_{ds2} r_{ds4}}{r_{ds2} + r_{ds4}} \right)^2 \end{aligned} \quad (4.14)$$

$$\begin{aligned} \overline{V_{n,r_{ds3},out,CS}^2} &= \frac{\overline{V_{n,r_{ds3},CG,out}^2}}{A_{V,CG}^2} A_{V,CS}^2 \\ &= \frac{4kT r_{ds3} r_{ds3}^2}{((r_{ds1} (G_{m1} + G_{mb1}) + 1) r_{ds3})^2} \left(\frac{G_{m2} r_{ds2} r_{ds4}}{r_{ds2} + r_{ds4}} \right)^2 \end{aligned} \quad (4.15)$$

O ruído total à saída é dado pela soma de todas as contribuições de ruído

$$\overline{V_{n,out,CS}^2} = \overline{V_{n,r_{ds3},out,CS}^2} + \overline{V_{n,1,out,CS}^2} + \overline{V_{n,f,CG,out,CS}^2} + \overline{V_{nf,out,CS}^2} + \overline{V_{nr_{ds4},CS}^2} \quad (4.16)$$

Posto isto, o factor de ruído é dado por,

$$F = \frac{\alpha^2 (\overline{V_n^2} R_S A_{V,LNA}^2 + \overline{V_{n,out,CS}^2})}{\alpha^2 \overline{V_{n,R_S}^2} A_{V,LNA}^2} \quad (4.17)$$

4.1.1 Transistores PMOS em Saturação

Os transistores PMOS possuem uma tensão V_{GS} de 1.2 V e como, inicialmente o terminal da *porta* está ligada à massa, estes transistores nunca iriam estar na zona de saturação, mas sim na zona de triodo ou seja, na realidade, estes transistores estavam funcionar como que resistências, [4]. Numa primeira instância, de forma a que os transistores PMOS, (M3 e M4) consigam estar na zona de saturação, foi ligado o terminal da *porta* dos transistores PMOS a uma tensão, V_0 , que iria ser controlada, para que os transistores saiam da zona de triodo e fiquem na zona de saturação.

A tensão V_{DS} é normalmente designada por tensão *overdrive* nos livros, e é dada pela expressão 4.18:

$$V_{DS} > V_{GS} - V_{TH} \quad (4.18)$$

$$V_{GS} > V_{TH} \quad (4.19)$$

Portanto, segundo a condição 4.18, a tensão porta-fonte (*gate-source* em inglês) subtrai-se à tensão de *threshold*. Caso as condições das expressões 4.18 e 4.19 não se verifiquem, significa que o transistor não está na zona de saturação, tal como se verifica na figura 4.2.

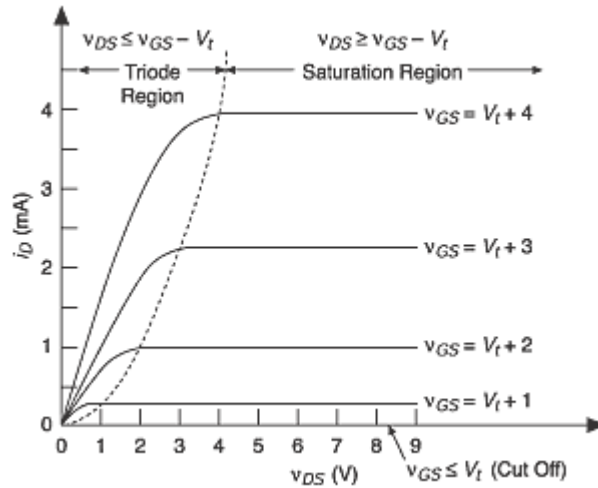


Figura 4.2: Zonas de funcionamento dos transistores MOSFET. Imagem adaptada de [4].

Mas à medida que era regulada a tensão, num intervalo de valores entre [0 a 1.2] V com um intervalo de 0.1 V, o valor da tensão V_{DS} dos transistores M3 e M4 tomavam valores de 2 V, para valores superiores de 0.5 V de V_0 . Estes resultados não eram coerentes com o que era desejado. O transistor M_3 estava

fornecer uma corrente superior a 2 mA, muito provavelmente por estar a ocorrer uma "colisão" entre as fontes ideais, ou também pelo facto da tensão do transistor NMOS, M_2 , estar a depender da tensão V_1 que está ligada à *Gate* do transistor M_1 que fornece uma determinada tensão V_{GS} , que por sua vez irá fornecer uma determinada corrente. Também se verificou que o transistor M_4 deixa de funcionar a partir do momento em que a tensão V_0 toma valores superiores a 0.3 V, muito provavelmente, a tensão V_{GS} não era suficiente. A equação 4.20 mostra que a corrente I_D depende da tensão V_{GS} . Por isto, o próximo passo foi desacoplar o transistor M_2 , ou seja, polarizá-lo de forma independente, que será analisado no capítulo seguinte.

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T)^2 (1 + \lambda V_{DS}) \quad (4.20)$$

Finalmente, foi retirada a fonte v_0 , e foi ligado o *dreno* à *gate* do transistor PMOS (M_3), através de um fio, de forma a que este transistor se comporte como que um diodo, e por isto, o transistor M_4 irá funcionar como uma fonte de corrente. Assim sendo, a corrente que provém da fonte de corrente ideal, I_0 , de 2 mA irá ser espelhada para os transistores M_3 , M_4 e M_2 , ficando com um circuito que em vez de ser composto por uma fonte de tensão regulável, fica com um transistor em diodo.

4.1.2 Polarização independente do andar fonte-comum

No capítulo anterior, foi discutida a possibilidade de desacoplar o transistor M_2 . A tensão V_1 é uma componente que se deve ter uma dedicação especial, visto que a tensão V_{GS} do transistor M_1 deve ser correspondente à tensão V_{GS} do transistor M_2 . Por isto, basta que a tensão V_{GS} do M_2 esteja fora da zona de saturação, como se pode verificar na figura 4.2, que o circuito já não cumpre o seu objectivo como um LNA. Numa primeira instância, foi adicionado o condensador, c_1 de 5 pF. Posteriormente, foi colocada a resistência R_0 de 10k Ω . É colocada a resistência, porque se ela não existisse, poderia colocar em causa a resposta da componente AC, ou seja iria fazer com que a tensão na *Gate* fosse constante e o sinal na entrada não passa para o terminal *Gate* do transistor M_2 . De seguida, foi adicionada a tensão de polarização, V_0 . De seguida foi colocada uma colocada uma fonte de tensão de polarização, V_0 , com o objectivo de regular a tensão VGS do transistor M_2 . Esperava-se com esta polarização que se obtivesse uma frequência de pólo o mais baixa possível, por volta de 1 MHz a 10 MHz, para garantir que o circuito funcione. Na Tabela 4.1, encontra-se o circuito com os valores da componente DC de cada elemento.

4.1. AMPLIFICADOR DE BAIXO RUÍDO COM FONTE DE CORRENTE IDEAL

Tabela 4.1: Simulação dos resultados da polarização do transistor M2.

Transistor	$I_D[mA]$	$V_{DSat}[mV]$	$V_{GS}[mV]$	GM [m]	$V_{DS}[mV]$
M1	2	195.923	697.353	8.39829	33.4906
M2	2.03389	116.27	479.611	26.1027	305.379
M3	-2.03389	-520.41	-850.915	5.22116m	-888.787
M4	-2	-517.879	-850.957	5.16981	-848.472

Contudo, após a análise da Tabela 4.1, é possível perceber que o valor obtido do G_m do transistor M_1 não toma o valor de $20 \text{ m } \Omega^{-1}$, mas sim de apenas $8 \text{ m } \Omega^{-1}$. Este pormenor é muito importante no que toca à execução deste tipo de circuitos, visto que é necessário obter uma adaptação de $50 \text{ } \Omega$ à entrada. Também é possível observar que a transcondutância incremental, G_m , do transistor M2 encontra-se a mais do dobro do G_m do transistor M1. Numa última análise, é possível perceber que o V_{DSat} do transistor M1 não corresponde ao V_{DSat} do transistor M2. Por fim, as relações de W/L usados através da tese [4], escolhidas para desenvolver este estudo, não pode ser aplicável neste circuito. Todos estes detalhes serão resolvidos nas secções seguintes.

4.1.3 Relação N de 1:1

O estudo do circuito começou com a relação N de 1 para 1, como foi mostrado na secção 4.1, o circuito a ser estudado será o que se encontra na figura 4.1. Numa primeira instância, aumentou-se a relação W/L do transistor M_1 com o objectivo de obter uma tensão V_{DSat} correspondente à tensão do transistor M_2 .

Tabela 4.2: Simulação das componentes DC para as diferentes V_{GS} do transistor M2.

Transistor	W	nF	L	$I_D[mA]$	$V_{DSat}[mV]$	$V_{GS}[mV]$	GM [mS]	$V_{DS}[mV]$	$V_{TH}[mV]$
M1	14	4	120	1.99	136.36	544.09	20.79	190.07	430.05
M2	17	4	120	2.18	136.33	529.49	21.21	126.63	415.395
M3	3.83	4	120	-2.18	-531.51	-850.74	5.42	-0.00106	-226.906
M4	3.83	4	120	-2.00	-517.89	-850.97	5.16	-848.48	-247.18

E assim foi atingido o objectivo de igualar os valores da tensão V_{DSat} dos transistores M_1 e M_2 , com uma margem dentro dos 10 %, aumentou-se a transcondutância incremental do transistor M_2 para $21 \text{ m } \Omega^{-1}$, o que permitiu um G_m correspondente entre os transístores.

4.1.4 Relação N de 1:5

Nesta secção foi feito um estudo do circuito para o factor N de 5. Como já se sabia que não se iria conseguir obter um G_m do transistor M2 que fosse o quintuplo do G_m do transistor M1, começou o estudo em relação a se obter o valor da resistência interna, R_{DS} do transistor M4. Com o objectivo de obter um NF optimizado, é necessário que se reduza a resistência R_{DS} do transistor de carga PMOS, M4. Para tal, é necessário compreender a figura 4.3 retirada do artigo [1] que se adapta bem à análise que é precisa ser feita. Observe-se a equação 3) do G_m do andar fonte-comum. O G_m do andar fonte-comum tem de ser n vezes maior que o G_m do andar porta-comum, e a divisão da resistência R_{CG} com o factor N tem de resultar na resistência R_{CS} . Por isto, para realizar um factor para este circuito, é necessário alterar o G_m do transistor NMOS, M_2 e o G_{DS} do transistor PMOS, M_4 . Como G_{DS} é o inverso de R_{DS} , então este último vai ser reduzido N vezes. Neste caso será reduzida para um quinto, visto que se trata de um factor 5.

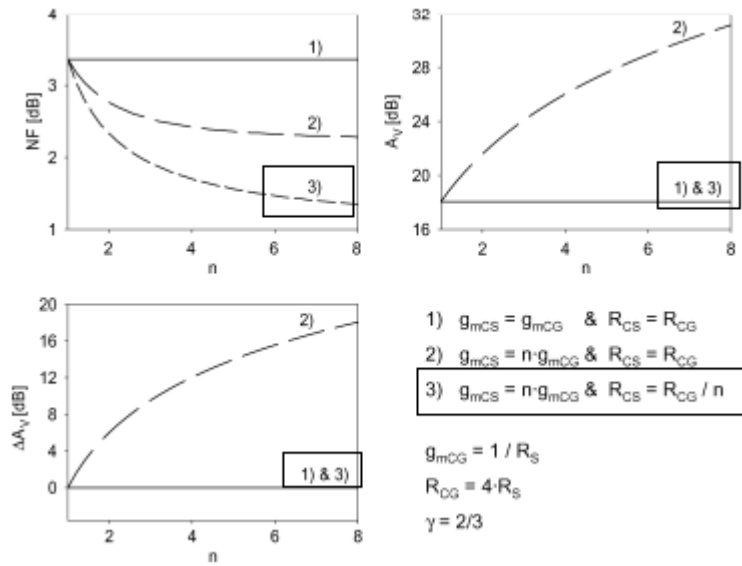


Figura 4.3: Figura de ruído, ganho e desequilíbrio de ganho que relaciona a impedância com o factor N. Imagem adaptada de [1].

4.1. AMPLIFICADOR DE BAIXO RUÍDO COM FONTE DE CORRENTE IDEAL

Ou seja é necessário escalar este transistor para um factor de 5, mantendo o ganho, mas diminuindo o ruído que é introduzido por este transistor, (figura 4.3 retirada do artigo [1]). Mais uma vez, inicialmente o G_{DS} estava a $848.525 \Omega^{-1}$, e por sua vez, a resistência R_{DS} estava a $1.17852 K \Omega$. O objectivo seria então reduzir a resistência R_{DS} para 5 vezes, ou seja para 235.6Ω , claro está, tendo em consideração a sua margem de erro, que é 10 %. Foi alterada a relação de W/L do transistor M4, de forma a se obter o valor da resistência interna desejado, (tabela 4.3).

Tabela 4.3: Componentes DC para transistores M1, M2 e M4.

Transistor	nF	W	$R_{DS}[\Omega]$	$I_D[mA]$	$V_{DSat}[mV]$	$V_{GS}[mV]$	GM [mS]	$V_{DS}[mV]$	$V_{TH}[mV]$
M2	16	19	-	2.23	88.67	429.88	32.66	60.39	410.69
M1	4	13	-	1.99	139.94	549.99	20.15	195.92	429.52
M4	4	3.83	1180	-2.23	-535.64	-850.67	5.49	-525.64	-226.50
	8	7	226.26	-6.17	-500.945	-851.36	15.839	-495.95	-274.21
		6.9	238.50	-6.17	-501.53	-851.34	15.7	-504.92	-273.36
		6.95	232.32	-6.14	-501.23	-851.35	15.81	-500.40	-273.79
M2	16	19	-	6.14	106.423	429.74	87.04	694.74	-
		40	-	7.71	93.80	119.656	175.98	175.98	-
		30	-	7.2	98.07	429.76	109.07	357.54	-
		28	-	7.05	99.26	429.75	105.92	407.52	-
		25	-	6.81	101.366	429.73	100.59	429.21	-

Com o intuito de verificar se o transistor M2 se encontra polarizado, foram verificados os valores das suas tensões V_{GS} , V_{TH} e V_{DS} . Depois das alterações da relação W/L do transistor M4, verificou-se que a transcondutância do transistor M2 não se encontrava com o valor pretendido. Com isto em vista, foram feitas alterações à relação W/L com vista em se obter a transcondutância desejada, que foi para um W de 2.5 u M e um número de *fingers* de 16, mantendo também um L de 120n. Como à priori já se sabia que ao alterar a relação W/L do transistor M2, iria alterar também o valor da resistência interna do transistor M4, a relação W/L sobre este último vai ser novamente alterada até se obter o valor pretendido para a resistência R_{DS} . Depois de se obter o valor da resistência, é preciso que novamente reajustar o G_m do transistor M2, e assim sucessivamente.

Por fim, depois de se obter o valor da resistência R_{DS} para o transistor M4, bem como o valor da transcondutância para o transistor M2 desejados, resta apenas garantir que todos os transistores se encontram polarizados. Como o transistor M4 não se encontrava na zona de saturação, foi necessário alterar a relação W/L do transistor M3. Tal como foi feito para as relações N anteriores, foi necessário voltar a dimensionar a relação W/L do transistor M4. Neste caso não foi preciso reajustar a relação de W/L do transistor M2 (tabela 4.4).

Tabela 4.4: Componentes DC para todos os transistores.

Transistor	nF	W	$R_{DS}[\Omega]$ [M4]	$I_D[mA]$ [M4]	$V_{DSat}[mV]$ [M4]	$V_{GS}[mV]$ [M4]	GM [m] [M4]	$V_{DS}[mV]$ [M4]	V_{TH} [M4]
M4	8	6.95	333.20	-6.83	-512.93	-851.15	18.02	-677.43	-256.23
		4	258.61	-7.33	-512.04	-851.27	19.24	-606.58	-262.91
		4.2	234.29	-7.57	-509.85	-851.31	19.82	-573.00	-265.91
M4	8	4.2	226.28	-7.12	-507.73	-851.35	-16.5	-540.25	-269.25
	16	4	230.98	-7.08	-508.058	-851.35	18.15	-545.23	-268.80
		3.95	238	-7.03	-508.61	-851.34	18.34	-553.67	-268.05
		3.97	235.646	-7.05	-508.38	-851.24	18.39	-550.27	-268.35
M3	4	5	331.22	-6.09	-460.42	-768.98	19.109	-723.34	-251.66
M4	16	4.5	289.31	-6.64	-454.74	-769.05	21.14	-638.62	-259.16
		5	251.68	-7.11	-449.84	-769.12	22.89	-586.84	-265.67
		6	160.96	-7.95	-441.55	-769.23	25.15	-447.29	-276.74
		5.7	190.53	-7.72	-443.80	-769.20	24.74	-479.49	-273.74
		5.5	209.59	-7.55	-445.42	-769.178	24.32	-502.79	-271.57
		5.4	218.65	-7.47	-446.26	-769.16	24.08	-514.96	-270.45
		5.3	227.33	-7.38	-447.13	-769.15	23.81	-527.45	-269.29
		5.2	235.73	-7.30	-448.01	-769.143	23.52	-540.27	-258.11
				$I_D[mA]$	$V_{DSat}[mV]$	$V_{GS}[mV]$	GM [m]	$V_{DS}[mV]$	$V_{TH}[mV]$
M2	16	23	-	7.69	105.85	429.69	103.55	655.75	373.17
	16	25	-	7.56	105.07	429.69	108.15	622.08	-
		23	-	7.22	106.95	429.67	101.57	697.01	-
M1	4	14	-	1.99	137.31	541.36	21.08	269.94	425.65

4.1.5 Resultados das simulações

Nesta secção serão discutidas as simulações sobre o ganho, ruído, parâmetros de dispersão e linearidade para a relação 1: N do amplificador de baixo ruído com fonte de corrente ideal. As restantes simulações para este amplificador encontram-se no apêndice A.

Ganho

Na figura 4.4 está representado o ganho de todas as relações estudadas. Para a relação N de 1:1 é de notar que se obteve um ganho de 13.54 dB, (que se mantém constante até 3 GHz), quando o ganho decai 3 dB obtém-se uma frequência até 5 GHz. Para as relações N seguintes, é de notar que o ganho toma valores cerca de 23dB, (que se mantém constante até 500 MHz), quando o ganho decai 3 dB, obtém-se uma frequência até de 1.3 GHz.

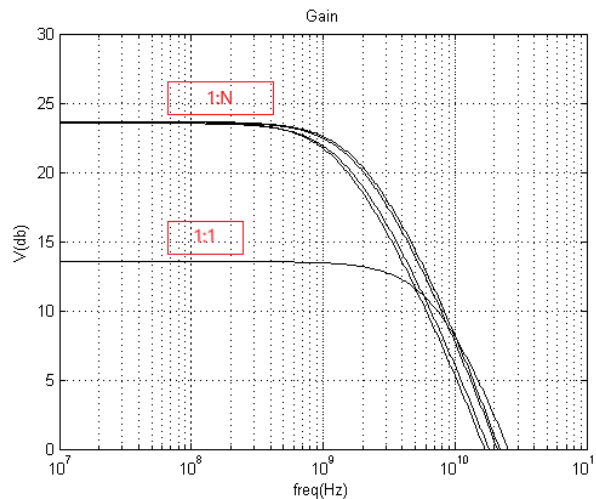


Figura 4.4: Ganho para as várias relações N para o amplificador com fonte de corrente ideal.

Ruído

Na figura 4.5 está representado o gráfico de ruído para todas as relações N . Para a relação N de 1:1 é de notar que se obteve uma largura de banda de [0.1;6.04] GHz com uma figura de ruído de 3 dB. Onde se verifica maior largura de banda é para a relação de N de 1:3, [0.1;10.1] GHz com uma figura de ruído de 1.5 dB que é a mais baixa de todas as relações de N .

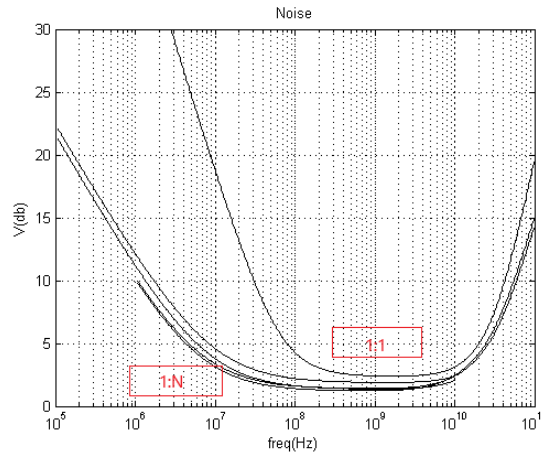


Figura 4.5: Ruído para as várias relações N para o amplificador com fonte de corrente ideal.

Coefficiente S11

Na figura 4.6 está representado o gráfico de S_{11} . Para que o amplificador obtenha uma boa impedância característica, o coeficiente $|S_{11}|$ tem de ser inferior a -10 dB, por isso a frequência máxima que se obtém é próxima de 6.9 GHz. Para uma relação N de 1:1, o coeficiente toma valores de -21 dB e para uma relação N de 1:5, toma valores de -39 dB.

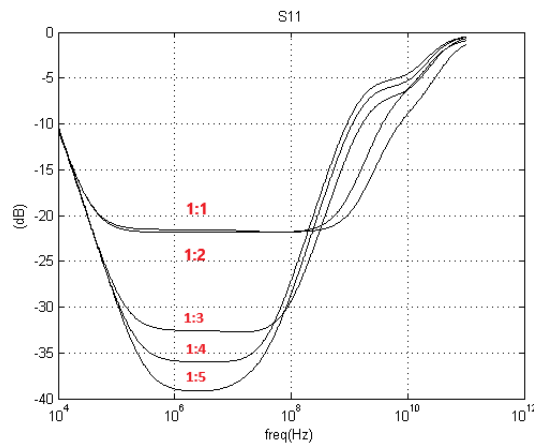


Figura 4.6: Coeficiente S_{11} para as várias relações N para o amplificador com fonte de corrente ideal.

Impedância Z11

Na figura 4.7 está representado o gráfico da parte real Z11 para todas as relações N. A parte real da impedância de entrada é constante até perto de 1 GHz. É de notar que Z11 toma valores de 48 de magnitude para uma relação N de 1:5, e 58 de magnitude para a relação N de 1:1 .

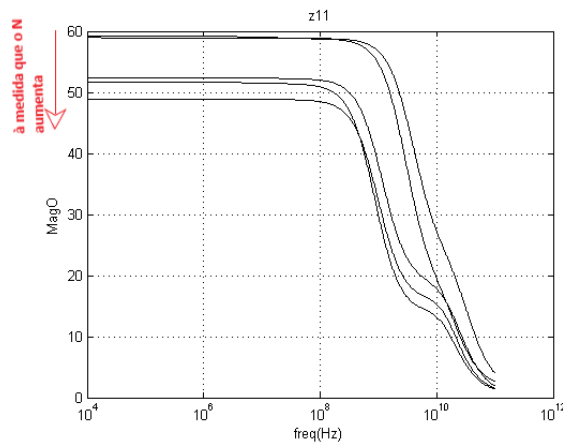
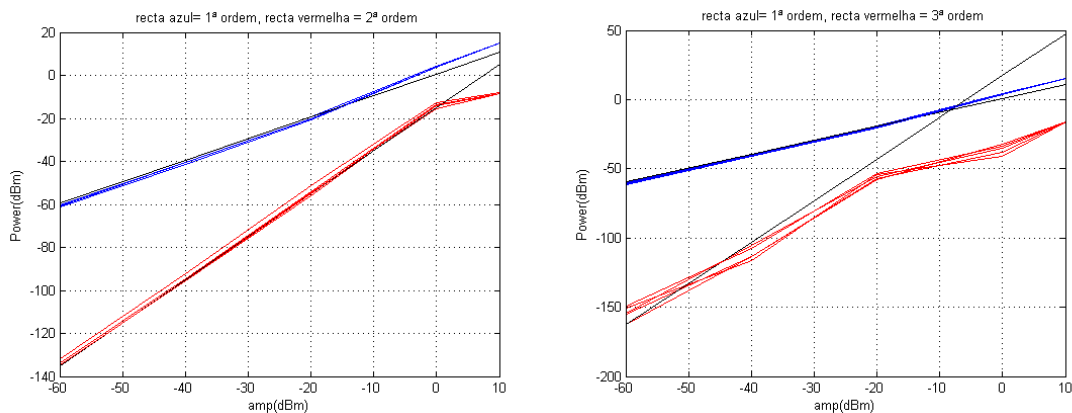


Figura 4.7: Impedância Z11 para as várias relações N para o amplificador com fonte de corrente ideal.

Linearidade

Nesta secção apresentam-se as simulações obtidas da linearidade para uma relação 1:N, (frequência da primeira ordem é de 1 GHz, da segunda 10 MHz e da terceira 980 MHz). É de notar que se obtém um IIP3 abaixo dos 0 dBm o que é justificado pelo facto do amplificador ter um ganho elevado e um baixo ruído.



(a) Linearidade para a 2ª ordem para a relação 1:N. (b) Linearidade para a 3ª ordem para a relação 1:N.

Figura 4.8: Linearidade para as relações N.

4.2 Amplificador de baixo ruído com fonte de corrente real

Nesta secção será analisado o amplificador de baixo ruído em que em vez de ser composto por uma fonte de corrente ideal, esta é substituída por um transistor NMOS com uma fonte de tensão regulável. Na figura 4.9 encontra-se o amplificador com uma fonte de corrente real com uma corrente de 2mA, tal como acontecia com a fonte de corrente ideal.

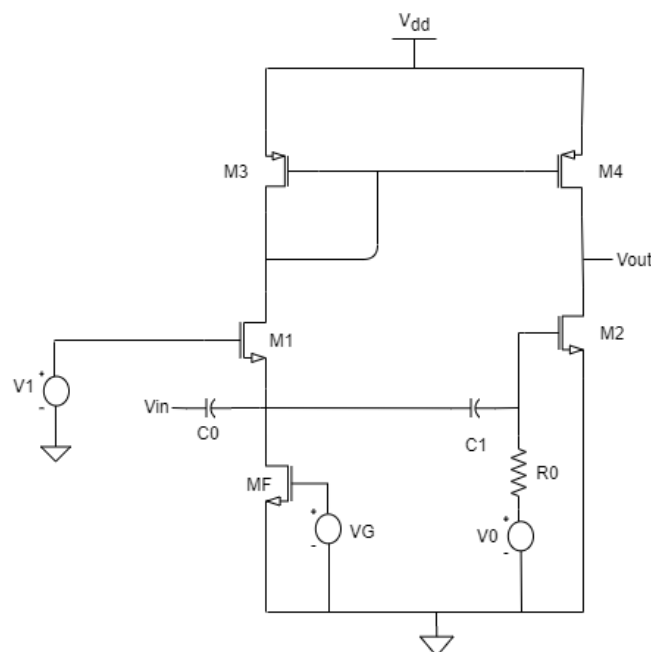


Figura 4.9: Amplificador de baixo ruído com corrente real.

Serão analisadas novamente todas as componentes DC para cada relação de N, bem como as análises às simulações do ganho, ruído, linearidade e parâmetros de dispersão.

4.2. AMPLIFICADOR DE BAIXO RUÍDO COM FONTE DE CORRENTE REAL

4.2.1 Relação 1:N

Nesta secção vai ser discutido o amplificador com uma fonte de corrente real. Para garantir que a fonte de corrente tinha 2 mA, foi necessário regular a fonte de tensão, bem como a relação W/L do transistor NMOS, adaptados para cada relação de N.

Relação N 1:1

Tabela 4.5: Simulação das componentes DC de todos os transistores.

Transistor	W	nF	L	$I_D[mA]$	$V_{DSat}[mV]$	$V_{GS}[mV]$	GM [m]	$V_{DS}[mV]$	$V_{TH}[mV]$	$V_G[mV][MF]$
M1	14	4	120	2.00	136.45	544.27	20.80	189.80	430.055	-
M2	17	4	120	2.18	136.34	529.49	21.22	126.92	415.37	-
M3	3.83	4	120	-2.00	-518.22	-851.41	5.17	-848.92	-247.77	-
M4	3.83	4	120	-2.18	-531.79	-851.18	5.42	-0.00106	-226.93	-
MF	26.4	4	240	2.00	153.63	154.56	20.57	154.56	315.14	450

Relação N de 1:2

Tabela 4.6: Simulação das componentes DC de todos os transistores.

Transistor	W	nF	L	$I_D[mA]$	$V_{DSat}[mV]$	$V_{GS}[mV]$	GM [m]	$V_{DS}[mV]$	$V_{TH}[mV]$	$V_G[mV][MF]$
M1	12	4	120	2.00	141.29	547.88	20.36	276.40	425.02	-
M2	43	4	120	2.75	98.9	419.74	41.39	649.85	377.29	-
M3	5	4	120	-2.00	-454.61	-768.92	6.36	-767.01	-254.01	-
M4	3.9	8	120	-2.75	-444.82	-769.14	8.92	-546.27	-271.35	-
MF	7	8	240	2.00	206.73	519.43	12.43	150.31	304.76	420

Relação N de 1:3

Tabela 4.7: Simulação das componentes DC de todos os transistores

Transistor	W	nF	L	$I_D[mA]$	$V_{DSat}[mV]$	$V_{GS}[mV]$	GM [m]	$V_{DS}[mV]$	$V_{TH}[mV]$	$V_G[mV][MF]$
M1	13	4	120	1.99	137.35	541.99	20.96	260.14	374.75	-
M2	135	16	120	4.23	105.34	429.68	61.04	691.85	374.9	-
M3	4.8	4	120	-1.99	-462.72	-779.26	6.11	-777.28	-253.23	-
M4	5.88	8	120	-4.23	-449.68	-779.52	13.32	-504.09	-273.85	-
MF	7.2	8	240	1.99	201.61	511.45	13.10	156.306	304.62	512

Relação N de 1:4

Tabela 4.8: Simulação das componentes DC de todos os transistores.

Transistor	W	nF	L	$I_D[mA]$	$V_{DSat}[mV]$	$V_{GS}[mV]$	GM [m]	$V_{DS}[mV]$	$V_{TH}[mV]$	$V_G[mV][MF]$
M1	14	4	120	2.05	136.73	537.96	21.44	312.75	423.24	-
M2	1.9	16	120	5.8	104.68	635.70	84.65	635.70	375.83	-
M3	6	4	120	-2.01	-417.98	-723.00	7.21	-721	-257.59	-
M4	4.8	16	120	-5.81	-414.99	-723.15	21.22	-560.80	-266.38	-
MF	7.2	8	240	2.01	201.61	511.44	13.35	160.31	304.59	512

Relação N de 1:5

Tabela 4.9: Simulação das componentes DC de todos os transistores.

Transistor	W	nF	L	$I_D[mA]$	$V_{DSat}[mV]$	$V_{GS}[mV]$	GM [m]	$V_{DS}[mV]$	$V_{TH}[mV]$	$V_G[mV][MF]$
M1	13	4	120	1.99	137.20	541.17	21.07	270.28	425.65	-
M2	23	16	120	7.29	105.83	429.68	103.48	654.63	373.24	-
M3	5	4	120	-1.99	-454.18	-768.38	6.30	-766.48	-254.06	-
M4	5.2	16	120	-7.29	-447.70	-768.61	23.53	-541.4	-268.0	-
MF	7	8	240	1.99	201.62	511.45	13.15	157.12	304.61	420

4.2.2 Resultados das Simulações

Nesta secção serão discutidas as simulações sobre o ganho, ruído, parâmetros de dispersão e linearidade para as relações N do amplificador de baixo ruído com fonte de corrente real. As restantes simulações para este amplificador encontram-se no apêndice B.

Ganho

Na figura 4.10 está representado o ganho para todas as relações N . Para a relação N de 1:1 é de notar que se obteve um ganho de 12.75 dB, (para uma frequência máxima até 2.3 GHz), quando o ganho decai 3 dB obtém-se uma frequência até 5.6 GHz. Para as relações N seguintes, é de notar que o ganho toma valores cerca de 22 dB para uma frequência até 700 MHz. Quando o ganho decai 3 dB, obtém-se uma frequência até 1.6 GHz.

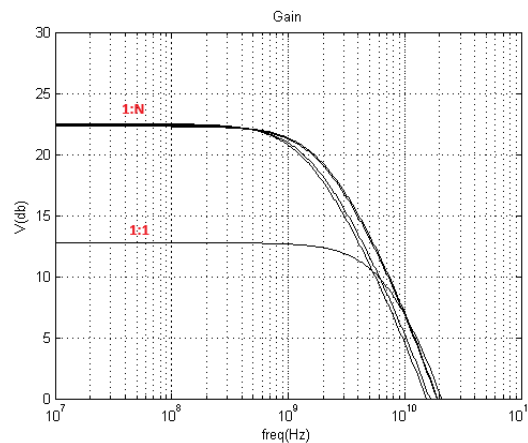


Figura 4.10: Ganho para as várias relações N para um LNA com fonte de corrente real.

Ruído

Na figura 4.11 está representado o gráfico de ruído para todas as relações N . Para a relação N de 1:1 é de notar que se obteve uma largura de banda de [0.1;8] GHz com uma figura de ruído de 5 dB. Onde se verifica maior largura de banda é para a relação N de 1:3, [0.1;9.53] GHz. Quanto à figura de ruído, a relação que apresentou a melhor figura foi a relação N 1:5, com uma figura de ruído de 4.3 dB.

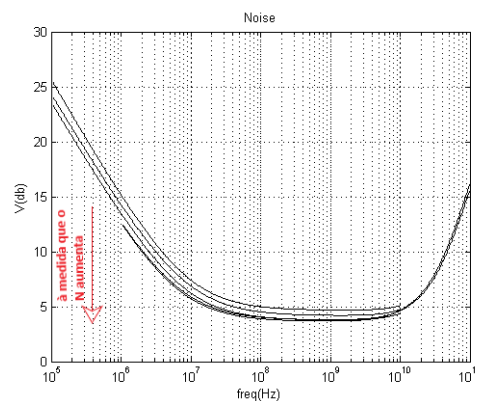


Figura 4.11: Ruído para as várias relações N para um LNA com fonte de corrente real.

Coefficiente S11

Na figura 4.12 está representado o gráfico do coeficiente S_{11} para todas as relações N . Para que o amplificador obtenha uma boa impedância característica, o coeficientes $|S_{11}|$ tem de ser inferior a -10 dB, ou seja obtém-se uma frequência máxima de 2 GHz. Verifica-se que os gráficos do coeficientes S_{11} , diminui gradualmente à medida que a relação N aumenta. Os valores para este coeficiente variam entre [-18;-20] dB.

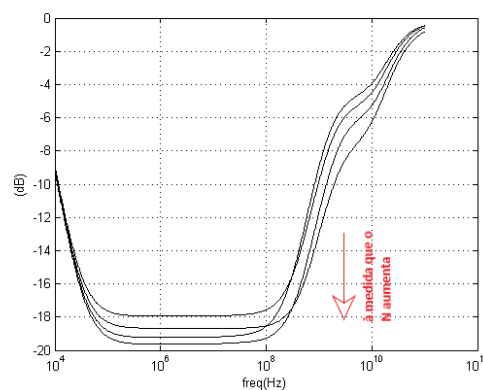


Figura 4.12: Coeficiente S_{11} para as várias relações N para o amplificador com fonte de corrente real.

Impedância Z11

Na figura 4.13 está representado o gráfico da parte real de Z11 para todas as relações N. A parte real da impedância de entrada é constante até perto de 1 GHz. Para uma relação N de 1:1, Z11 toma valores de 48 de magnitude, para as relações seguintes Z11 aproxima-se dos 40 de magnitude.

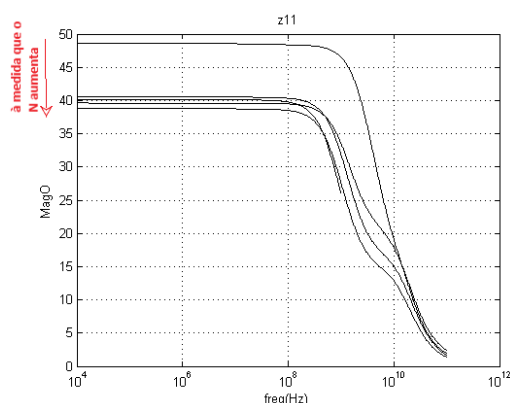
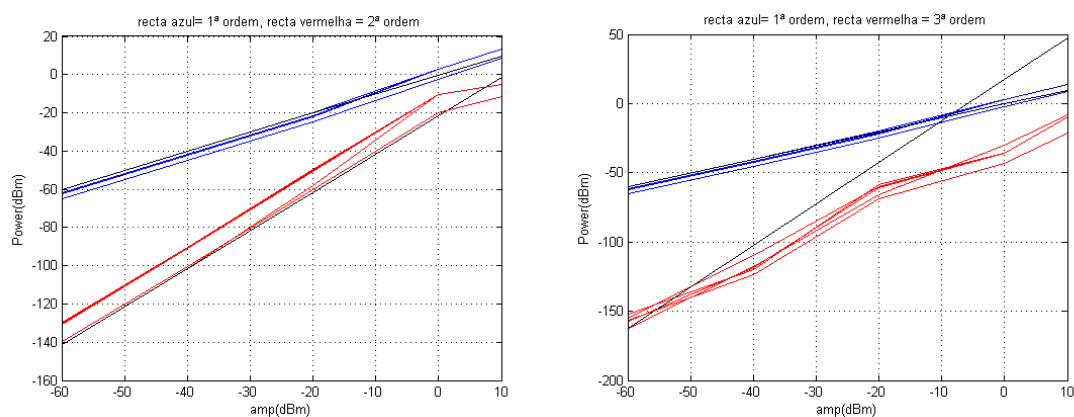


Figura 4.13: Impedância Z11 para as várias relações N para o amplificador com fonte de corrente real.

Linearidade

Nesta secção está apresentada as simulações obtidas da linearidade para uma relação 1:N, (frequência da primeira ordem é de 1 GHz, da segunda 10 MHz e da terceira 980 MHz). É de notar que se obtém um IIP3 abaixo dos 0 dBm o que é justificado pelo facto do amplificador ter um ganho elevado e um baixo ruído.



(a) Linearidade para a 2ª ordem para a relação 1:N. (b) Linearidade para a 3ª ordem para a relação 1:N.

Figura 4.14: Linearidade para as relações N.

4.3 Amplificador de baixo ruído com realimentação

Nesta secção será discutido o amplificador de realimentação, [18]. Na figura 4.15 encontra-se o amplificador proposto. Devido a este amplificador ser de realimentação, faz com que se obtenha deste uma figura de ruído reduzida tal como o seu consumo de energia. Como é utilizado um transistor em substituição da típica fonte de corrente ideal, de $500 \mu A$, a sua realimentação irá estabelecer-se. Posto isto, o circuito irá fornecer um grau de liberdade, que poderá ser usado para variar a transcondutância do transistor do andar porta-comum, o que irá fazer com que a mesma seja diferente do valor típico dos 20 mS que foram estudados nos capítulos anteriores. Como já não é necessário que a transcondutância à entrada seja os 20 mS, a relação entre as transcondutâncias dos andares porta-comum e fonte-comum será superior à estudada no capítulo anterior. E isto terá as suas vantagens, nomeadamente irá reduzir a figura de ruído, a área e o consumo de energia. Para este estudo será utilizada uma tecnologia de CMOS de 130 nm.

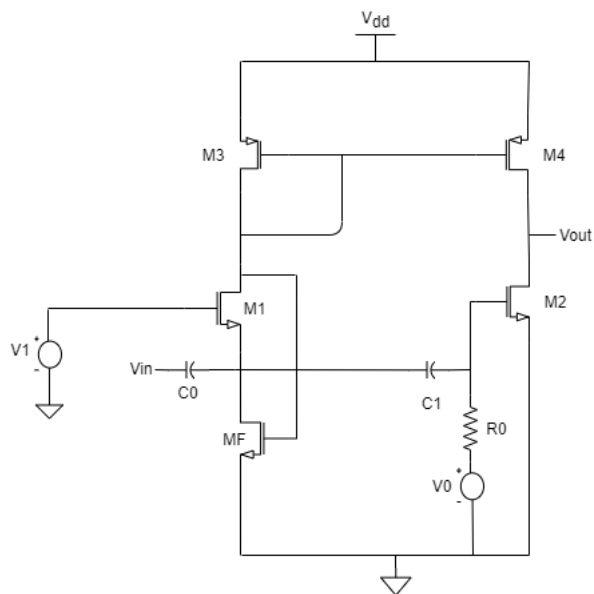


Figura 4.15: Amplificador de Baixo Ruído com realimentação.

No capítulo 4 foram estudados os diferentes tipos de amplificadores para diferentes relações de N , e foi possível concluir que quanto maior for a relação de N , melhor será a figura de ruído. Contudo, como existe a limitação da transcondutância à entrada do circuito ser de 20 mS, isto traz como desvantagens o aumento do tamanho do circuito bem como o aumento do seu consumo de energia.

Quando se trata deste circuito de realimentação, não é possível que se consiga conjugar uma corrente elevada (de 2 mA), visto ser impossível conseguir-se adaptar a entrada do circuito. Contudo, com correntes muito mais baixas é possível obter transcondutâncias muito mais baixas e os transistores polarizados. Posto isto, fez-se um estudo com uma corrente de 500uA, (tabela 4.10).

Tabela 4.10: Simulações das componentes DC de todos os transistores para o amplificador de feedback.

Transistor	W	nF	L	$I_D[\mu A]$	$V_{DSat}[mV]$	$V_{GS}[mV]$	GM [m]	$V_{DS}[mV]$	$V_{TH}[mV]$
M1	14	4	120	503.96	84.07	437.08	8.73	380.99	428.21
M2	17	4	120	797.77	133.50	529.84	6.40	29.85	421.22
M3	3.83	4	120	-503.98	-271.44	-555.32	3.38	-554.7	-275.66
M4	3.83	4	120	-797.82	-319.46	-554.96	-4.23	-0.00167	-216.93
MF	26.4	4	240	503.89	277.76	642.8	2.19	260.27	318.28

4.3.1 Resultados das simulações

Nesta secção serão apresentados e discutidos os resultados das simulações, nomeadamente do ganho, ruído, parâmetros de dispersão, impedância de entrada e linearidade para o amplificador de realimentação.

Ganho

É de notar que se obtém um ganho de 13.3 dB, para uma frequência máxima até 5.87 GHz. Quando o ganho decai até 3 dB obtém-se uma frequência até 3.5 GHz. Para este amplificador obtém-se um ganho menor em relação aos amplificadores estudados anteriormente com relação N, contudo obtém vai ser possível obter uma melhor linearidade comparativamente aos outros amplificadores.

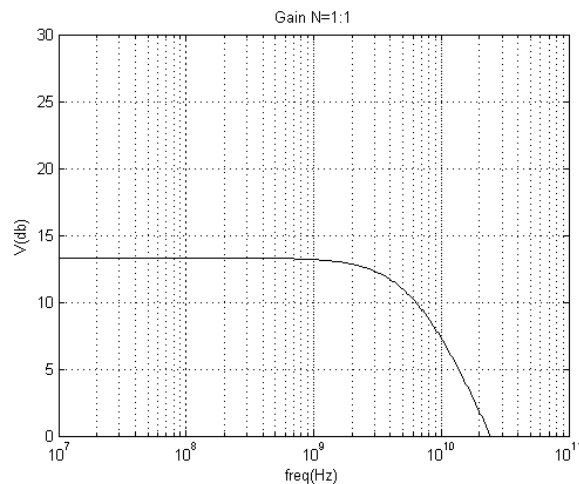


Figura 4.16: Ganho do amplificador de realimentação.

Ruído

Nesta secção será analisada a simulação obtida para o gráfico do ruído. Através da figura 4.17 é possível perceber que a curva que representa o ruído de *flicker* decai até 48.68 MHz. Quanto ao ruído térmico, a curva que o representa começa a iniciar-se perto da frequência de 5.87 GHz. Portanto a largura de banda para a qual o LNA funciona situa-se no intervalo [48.68 MHz e 5.87 GHz].

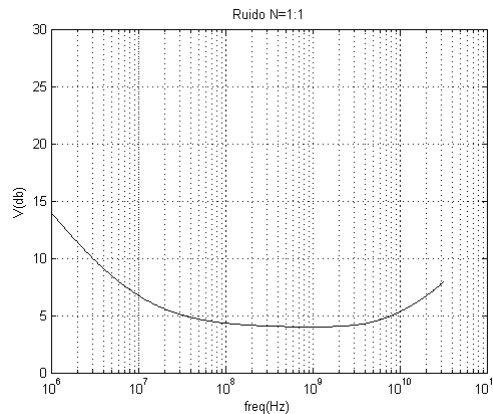


Figura 4.17: Ruído do amplificador de realimentação.

Coefficiente S11

Os amplificadores estudados anteriormente têm uma largura de banda baixa, devido às dimensões dos transistores, o que aumenta as capacidades parasitas. Quanto ao $|S_{11}|$ o amplificador de realimentação possui uma grande largura de banda. Como este amplificador tem um ganho menor e os transistores têm dimensões reduzidas, permite que a largura de banda seja superior. Como para obter uma boa impedância característica é necessário que $|S_{11}| < -10$ dB, a frequência máxima que se obtém é de 11 GHz.

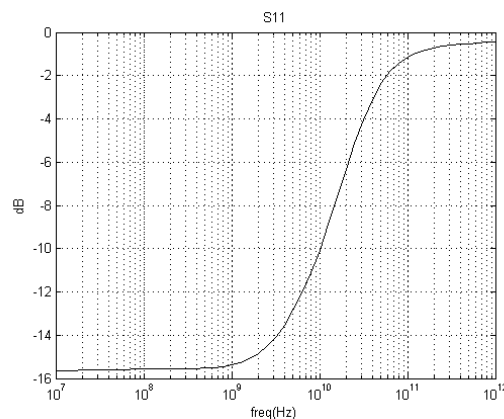


Figura 4.18: S11 para o amplificador de realimentação.

Parâmetro Z11

A parte real da impedância de entrada é constante para uma frequência máxima de 6.3 GHz. É de notar que Z11 toma valores de 70 de magnitude, superiores ao valor estipulado que seria 50.

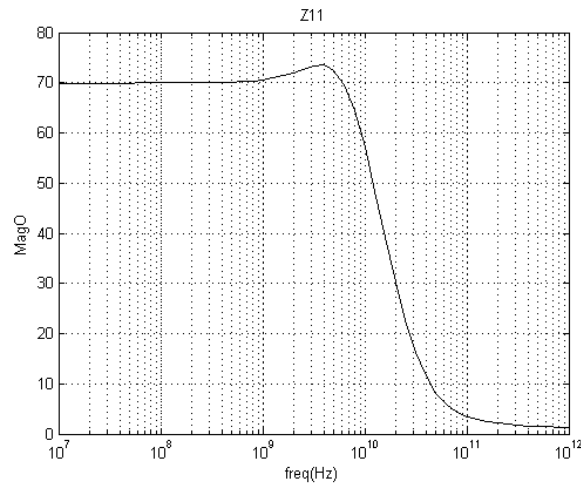
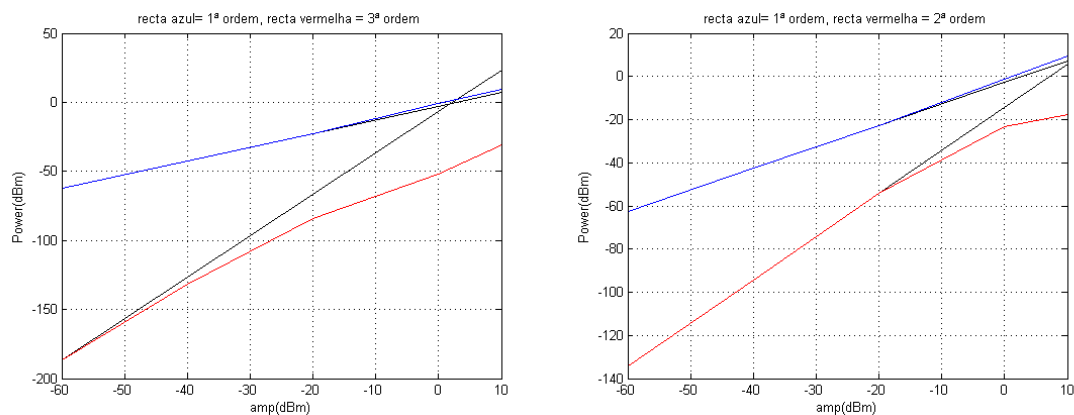


Figura 4.19: Impedâncias Z11.

Linearidade

Quanto à linearidade, foi realizada para uma frequência de primeira ordem de 1 GHz, a segunda ordem de 20 MHz e a terceira de 980 MHz. O IIP3 obtido para este amplificador é de 3.17 dBm.



(a) Linearidade para a 3ª ordem para o amplificador de realimentação. (b) Linearidade para a 2ª ordem para o amplificador de realimentação.

Figura 4.20: Linearidade para o amplificador de realimentação.

4.4 Discussão

Nesta secção serão analisados e comparados os resultados obtidos entre os amplificadores otimizados nesta dissertação, bem como os amplificadores estudados no estado de arte, ([9],[4], [1] e [3]).

Por inspeção, é possível perceber que quanto ao ganho o amplificador que se destaca foi o amplificador estudado nesta dissertação, visto que para uma fonte de corrente real, o ganho varia entre os 12 e os 22 dB, sendo que a partir do momento em que se recorre à relação N, o ganho aumenta 10 dB. Quanto à largura de banda, o amplificador que se destaca é também o estudado para esta tese onde se verifica que a largura de banda varia no intervalo de [0.04; 9] GHz, já o seu consumo é moderado, sendo que o que apresenta melhores resultados é o amplificador de [4] com um consumo de 4.5 mW. Quanto à figura de ruído (sigla *NF* em inglês), seria o amplificador estudado com fonte de corrente ideal e por isso mesmo é que não vai ser considerado este amplificador como o destaque para a análise do NF, mas sim o amplificador de [3].

Tabela 4.11: Tabela de comparação entre os amplificadores de baixo ruído estudados.

<i>Parametros</i>	<i>Factor</i>	<i>Ganho[dB]</i>	<i>LB[GHz]</i>	<i>IIP3 [dBm]</i>	<i>VDD[V]</i>	<i>Consumo[mW]</i>	<i>NF [dB]</i>
[9]	-	14.5	0.072 - 0.85	2.5	1.2	11.52	3.6
[4]	-	20.2	0.2-5.1	3.1	1.2	4.8	<2.4
[1]	-	13-15.6	[0.2;5.2]	>0	1.2	21	<3.5
[3]	-	17.5	[0.1;2]	10.6 - 14.3	2.2	21.3	2.9 - 3.5
Corrente ideal	1:1	13.54	[0.1 ; 6.04]	-5.7	1.2	5.016	3
	1:2	23.66	[0.048 ; 9.09]	- 8.14	1.2	5.7	2
	1:3	23.44	[0.043 ; 10.11]	-10.41	1.2	7.48	1.5
	1:4	23.66	[0.0314 ; 8.16]	-8.89	1.2	8.40	1.6
	1:5	23.66	[0.035 ; 7.57]	-11.36	1.2	11.16	1.8
Corrente real	1:1	12.75	[0.064; 8.18]	-5.08	1.2	5.016	5
	1:2	22.23	[0.041 ; 9.53]	- 6.9	1.2	5.7	4.8
	1:3	22.29	[0.046 ; 9.16]	-9.5	1.2	7.47	4.5
	1:4	22.33	[0.038 ; 8.83]	-8.03	1.2	9.37	4.5
	1:5	22.50	[0.041 ; 9.0]	- 7.41	1.2	11.14	4.3
realimentação	1:1	13.3	[0.048;5.87]	3.17	1.2	1.52	4.8

CONCLUSÃO E TRABALHO FUTURO

5.1 Conclusão

No que toca à área da tecnologia de radiofrequência, o amplificador de baixo ruído é um bloco essencial quando se trata das aplicações de comunicação sem fios, nomeadamente os telemóveis e todos os equipamentos considerados portáteis. É um dos blocos mais importantes, visto que está responsável pela *performance* de ruído em geral dos receptores, por ser o primeiro bloco a ser introduzido a seguir à antena, tendo como objectivo amplificar sinais fracos introduzindo o mínimo de ruído e distorção.

O objectivo nesta dissertação foi implementar um amplificador de baixo ruído composto pela combinação de dois andares, fonte-comum e pelo andar porta-comum, que se unem por um espelho de corrente, com carga activa. Pelo facto do circuito ser composto por transistores *PMOS*, traz como vantagem um maior ganho e uma figura de ruído reduzida. Nesta dissertação são obtidos um ganho superior a 22.3 dB, uma figura de ruído inferior a 5 dB e uma largura de banda compreendida entre [0.1;1.6] GHz. Por fim, para o circuito de realimentação são obtidos um ganho de 13.3 dB, uma figura de ruído de 4.8 dB e uma largura de banda de [0.1; 5.9] GHz.

5.2 Trabalho futuro

No capítulo 4, foi estudado o amplificador de baixo ruído de realimentação. Por ser de realimentação, obtém-se uma figura de ruído reduzida bem como o seu consumo de energia. Posto isto, o circuito irá fornecer um grau de liberdade, que poderá ser usado para variar a transcondutância do transistor do andar porta-comum, o que irá fazer com que a mesma seja diferente do valor típico dos 20 mS que foram estudados nos capítulos anteriores. Como já não é necessário que a transcondutância à entrada seja os 20 mS, a relação entre as transcondutâncias dos andares porta-comum e fonte-comum, será superior ao dos amplificadores de baixo ruído estudados, 4.2. E isto terá as suas vantagens, nomeadamente irá reduzir a figura de ruído, a área e o consumo de energia.

Como nesta dissertação já foi desenvolvido este amplificador, fica para trabalho futuro implementá-lo, fazer a análise teórica e simulações do circuito para uma relação 1:N e por fim, realizar o *layout*, para uma tecnologia CMOS de 65 nm ou de 28 nm.

BIBLIOGRAFIA

- [1] S. C. Blaakmeer, E. A. M. Klumperink, S. Member, D. M. W. Leenaerts e B. Nauta. “Wideband Balun-LNA With Simultaneous Output”. Em: *IEEE Journal of Solid-State Circuits* 43.6 (2008), pp. 1341–1350.
- [2] D. Im, I. Nam, H. T. Kim e K. Lee. “A wideband CMOS Low noise amplifier employing noise and IM2 distortion cancellation for a digital TV tuner”. Em: *IEEE Journal of Solid-State Circuits* 44.3 (2009), pp. 686–698. ISSN: 00189200. DOI: [10.1109/JSSC.2008.2010804](https://doi.org/10.1109/JSSC.2008.2010804).
- [3] B. Guo, J. Chen, L. Li, H. Jin e G. Yang. “A Wideband Noise-Canceling CMOS LNA with Enhanced Linearity by Using Complementary nMOS and pMOS Configurations”. Em: *IEEE Journal of Solid-State Circuits* 52.5 (2017), pp. 1331–1344. ISSN: 00189200. DOI: [10.1109/JSSC.2017.2657598](https://doi.org/10.1109/JSSC.2017.2657598).
- [4] I. Bastos. “A MOSFET-Only Wideband LNA Exploiting Thermal Noise Canceling and Gain Optimization”. Em: (2010).
- [5] L.C. Godara. “Introduction to “The Heterodyne Receiving System, and Notes on the Recent Arlington–Salem Tests””. Em: *Proceedings of the IEEE* 87.11 (1999), pp. 1975–1978.
- [6] R. V. L. Harley. “Modulation Systems”. Em: (September Apr. 17,1928).
- [7] D. Krstić. *RF Circuit Design — Theory and Applications*. 2001. DOI: [10.1016/S0026-2692\(00\)00141-5](https://doi.org/10.1016/S0026-2692(00)00141-5).
- [8] H. T. FRIIS. “Noise Figures of Radio Receivers”. Em: *Proceedings of the IRE* 32.7 (1944), pp. 419–422. ISSN: 00968390. DOI: [10.1109/JRPROC.1944.232049](https://doi.org/10.1109/JRPROC.1944.232049).
- [9] D. Im, I. Nam e K. Lee. “A low power broadband differential low noise amplifier employing noise and IM3 distortion cancellation for mobile broadcast receivers”. Em: *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 20.10 (2010), pp. 566–568. ISSN: 15311309. DOI: [10.1109/LMWC.2010.2061839](https://doi.org/10.1109/LMWC.2010.2061839).

- [10] D. G. Im, S. S. Song, H. T. Kim e K. Lee. “A wide-band CMOS variable-gain low noise amplifier for multistandard terrestrial and cable TV tuner”. Em: *Digest of Papers - IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium* January 2014 (2007), pp. 621–624. ISSN: 15292517. DOI: [10.1109/RFIC.2007.380960](https://doi.org/10.1109/RFIC.2007.380960).
- [11] D. Im, I. Nam, H. T. Kim e K. Lee. “A wideband CMOS Low noise amplifier employing noise and IM2 distortion cancellation for a digital TV tuner”. Em: *IEEE Journal of Solid-State Circuits* 44.3 (2009), pp. 686–698. ISSN: 00189200. DOI: [10.1109/JSSC.2008.2010804](https://doi.org/10.1109/JSSC.2008.2010804).
- [12] S. S. Song, D. G. Im, H. T. Kim e K. Lee. “A highly linear wideband CMOS low-noise amplifier based on current amplification for digital TV tuner applications”. Em: *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 18.2 (2008), pp. 118–120. ISSN: 15311309. DOI: [10.1109/LMWC.2007.915101](https://doi.org/10.1109/LMWC.2007.915101).
- [13] H. Lee, T. Chung, H. Seo, I. Choi e B. Kim. “A wideband differential low-noise-amplifier with IM3 harmonics and noise canceling”. Em: *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 25.1 (2015), pp. 46–48. ISSN: 15311309. DOI: [10.1109/LMWC.2014.2365733](https://doi.org/10.1109/LMWC.2014.2365733).
- [14] D. Im e I. Nam. “A wideband digital tv receiver front-end with noise and distortion cancellation”. Em: *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers* 61.2 (2014), pp. 562–572. ISSN: 15498328. DOI: [10.1109/TCSI.2013.2278386](https://doi.org/10.1109/TCSI.2013.2278386).
- [15] H. Zhang e E. Sánchez-Sinencio. “Linearization techniques for CMOS low noise amplifiers: A tutorial”. Em: *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers* 58.1 (2011), pp. 22–36. ISSN: 15498328. DOI: [10.1109/TCSI.2010.2055353](https://doi.org/10.1109/TCSI.2010.2055353).
- [16] E. A. Klumperink e H. J. Janssen. “Complementary CMOS current gain cell”. Em: *Electronics Letters* 27.1 (1991), pp. 38–40. ISSN: 00135194. DOI: [10.1049/el:19910025](https://doi.org/10.1049/el:19910025).
- [17] I. Nam, B. Kim e K. Lee. “CMOS RF amplifier and mixer circuits utilizing complementary characteristics of parallel combined NMOS and PMOS devices”. Em: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 53.5 (2005), pp. 1662–1671. ISSN: 00189480. DOI: [10.1109/TMTT.2005.847059](https://doi.org/10.1109/TMTT.2005.847059).
- [18] M. D. Fernandes, L. B. Oliveira e J. Goes. “Wideband noise cancelling balun LNA with feedback biasing”. Em: *Proceedings - IEEE International Symposium on Circuits and Systems* 2016-July (2016), pp. 285–288. ISSN: 02714310. DOI: [10.1109/ISCAS.2016.7527226](https://doi.org/10.1109/ISCAS.2016.7527226).



AMPLIFICADOR DE BAIXO RUÍDO COM FONTE DE CORRENTE IDEAL

Nesta secção irão ser apresentadas as simulações obtidas, nomeadamente para a fase e para os coeficientes S12 e S21.

A.0.1 Fase

Na figura A.1 encontra-se a simulação referente à fase obtida para o amplificador..

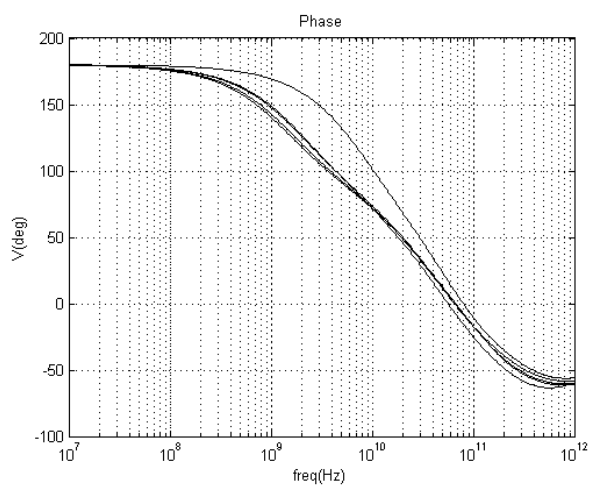


Figura A.1: Simulação da fase.

A.0.2 Coeficiente S12

Na figura A.2 encontra-se a simulação referente ao coeficiente S12 obtido para o amplificador.

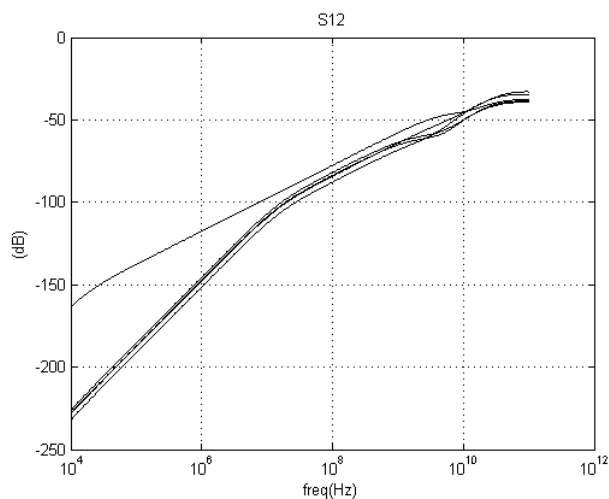


Figura A.2: Coeficiente S12

A.0.3 Coeficiente S21

Na figura A.3 encontra-se a simulação referente ao coeficiente S21 obtido para o amplificador.

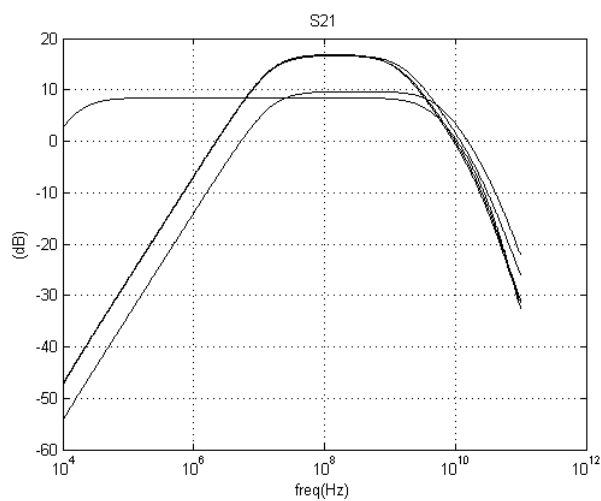


Figura A.3: Coeficiente S21.

A.0.4 Parâmetro Z12

Na figura A.4 encontra-se a simulação referente aos parâmetros Z12 obtido para o amplificador.

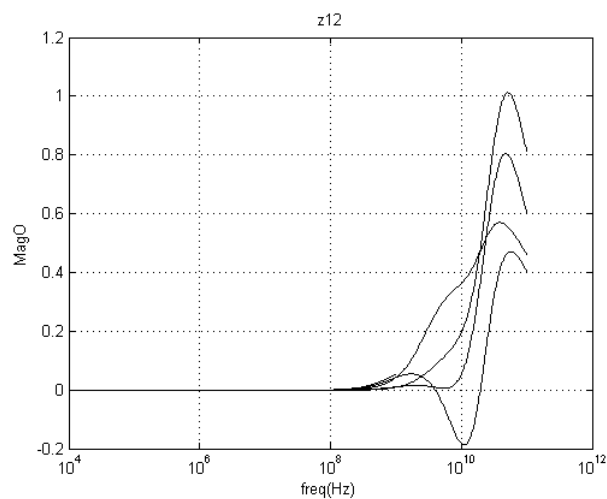


Figura A.4: Coeficiente Z12.

A.0.5 Parâmetro Z21

Na figura A.5 encontra-se a simulação referente aos parâmetros Z21 obtido para o amplificador.

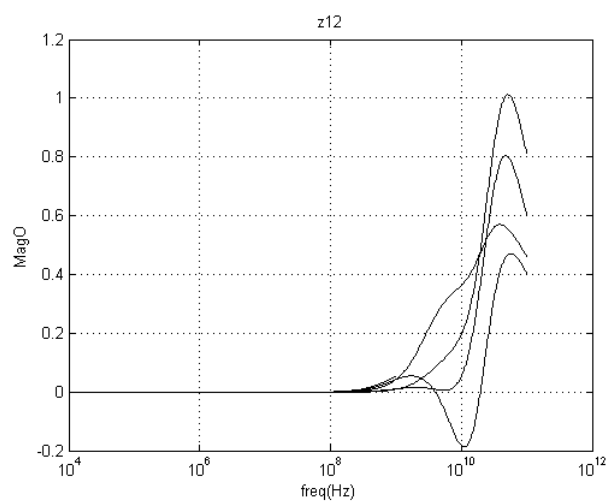


Figura A.5: Coeficiente Z12.

AMPLIFICADOR DE BAIXO RUÍDO COM FONTE DE CORRENTE REAL

Nesta secção irão ser apresentadas as simulações obtidas, nomeadamente para a fase e para os coeficientes S12 e S21.

B.0.1 Fase

Na figura B.1 encontra-se a simulação referente à fase obtida para o amplificador.

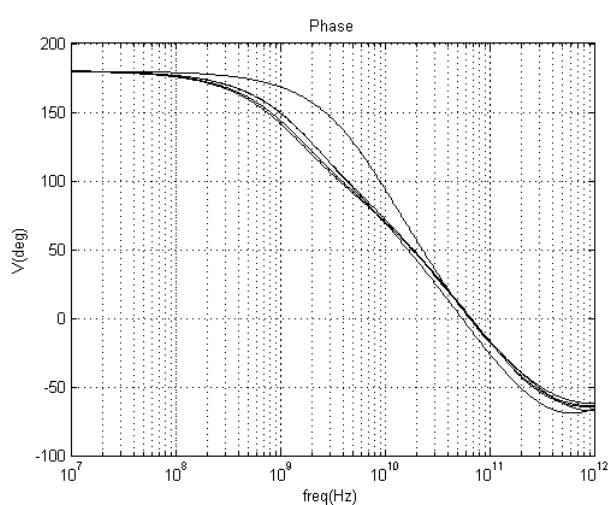


Figura B.1: Simulação da fase para o factor de 1.

B.0.2 Coeficiente S12

Na figura B.2 encontra-se a simulação referente ao coeficiente S12 obtido para o amplificador.

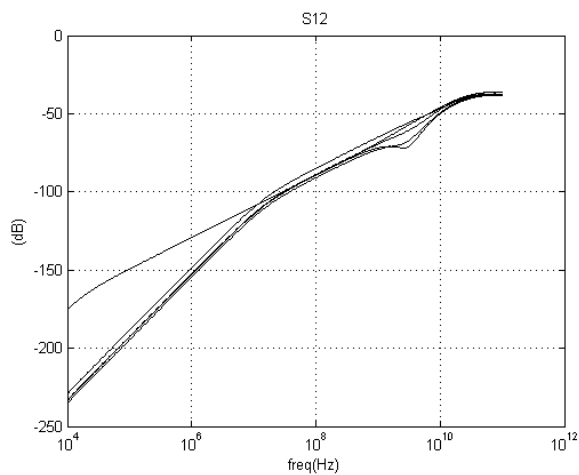


Figura B.2: Coeficiente S12.

B.0.3 Coeficiente S21

Na figura B.3 encontra-se a simulação referente ao coeficiente S21 obtido para o amplificador.

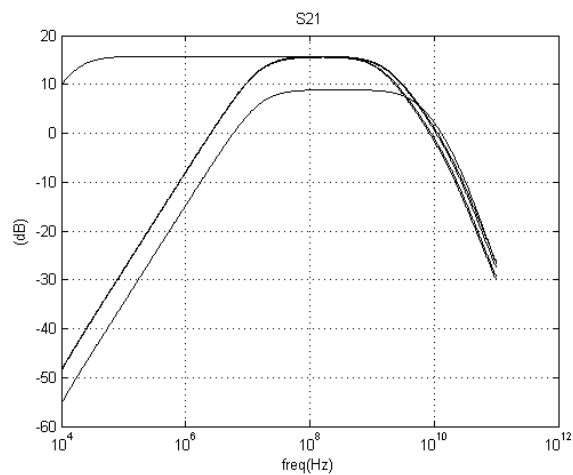


Figura B.3: Coeficiente S21.

B.0.4 Parâmetro Z12

Na figura B.4 encontra-se a simulação referente aos parâmetros Z12 obtido para o amplificador.

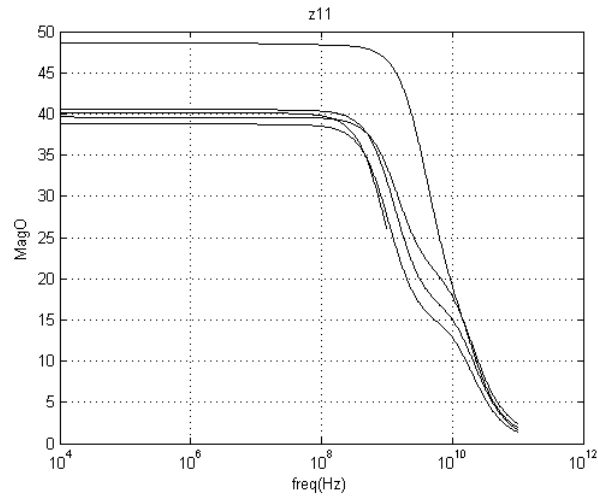


Figura B.4: Coeficientes Z12.

B.0.5 Parâmetro Z21

Na figura B.5 encontra-se a simulação referente aos parâmetros Z21 obtido para o amplificador.

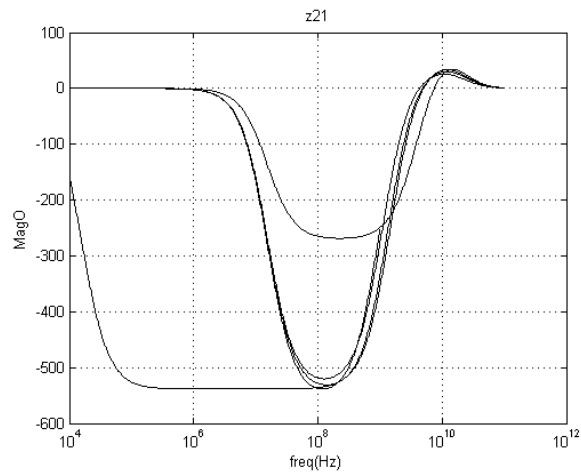


Figura B.5: Coeficientes Z21.

AMPLIFICADOR DE BAIXO RUÍDO COM REALIMENTAÇÃO

Nesta secção irão ser apresentadas as simulações obtidas, nomeadamente para a fase e para os coeficientes S12 e S21.

C.1 Relação N de 1:1

Fase

Na figura C.1 encontra-se a simulação referente à fase obtida para o amplificador com uma relação N de 1:1.

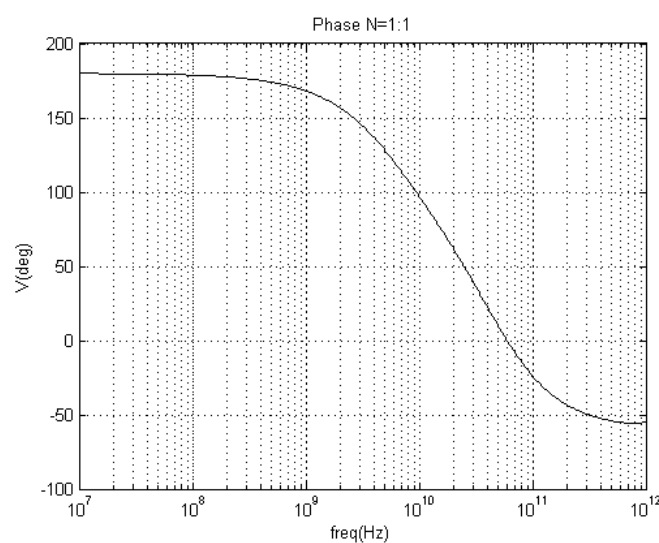


Figura C.1: Simulação da fase para o factor de 1.

Coeficientes S12 e S21

Na figura C.2 encontra-se a simulação referente ao coeficientes S12 e S21 obtidos para o amplificador com uma relação N de 1:1.

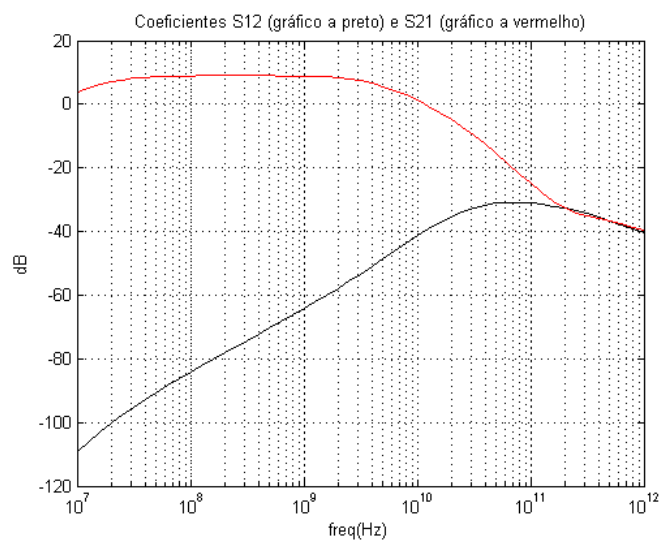


Figura C.2: Coeficientes S12 e S21.

Parâmetros Z12 e Z21

Na figura C.3 encontra-se a simulação referente aos parâmetros Z12 e Z21 obtidos para o amplificador com uma relação N de 1:1.

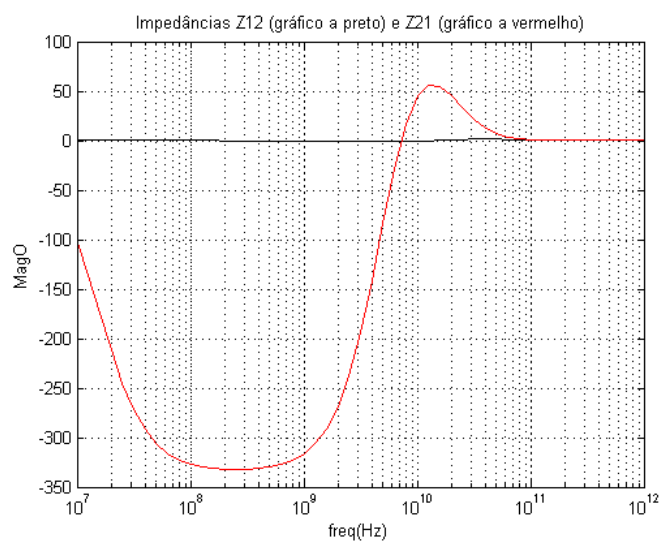


Figura C.3: Coeficientes Z12 e Z21.

Linearidade

Na figura C.4 está representada a simulação da linearidade para a curva de 2ª ordem, onde é possível perceber que se obtém um IP2 de -74,88.

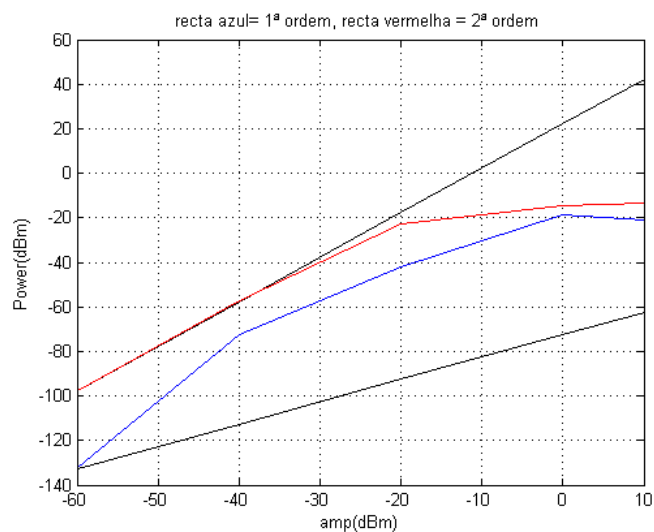


Figura C.4: Linearidade para a 2ª ordem.

ANDAR FONTE-COMUM E PORTA-COMUM

D.1 Baixas frequências

Ruído térmico do transistor M2

Na figura D.1 está representado o modelo de pequenos sinais do ruído térmico produzido pelo transistor M2.

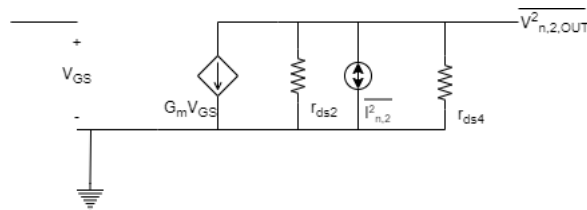
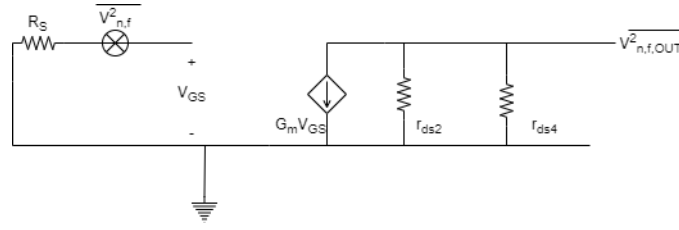


Figura D.1: Modelo de pequenos sinais do ruído térmico do transistor.

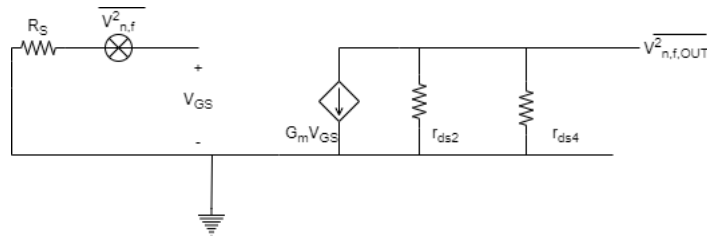
Ruído térmico da resistência r_{ds4}

Na figura D.2 está representado o modelo de pequenos sinais do ruído térmico produzido pela resistência r_{ds4} .


 Figura D.2: Modelo de pequenos sinais do ruído de r_{ds4} .

Ruído térmico da resistência R_S

Na figura D.3 está representado o modelo de pequenos sinais do ruído térmico produzido pela resistência R_S .


 Figura D.3: Modelo de pequenos do modelo real do ruído de R_D .

Ruído flicker

Na figura D.4 está representado o modelo de pequenos sinais do ruído flicker.

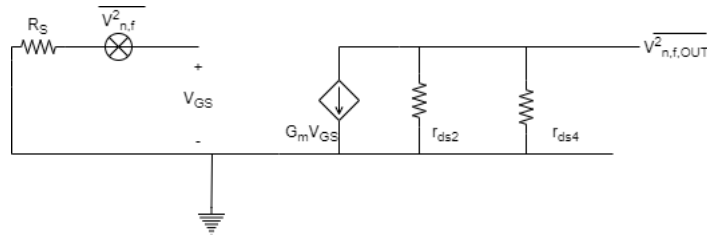


Figura D.4: Modelo de pequenos sinais do ruído de flicker.

D.1.1 Para altas frequências

Ganho

Para que se obtenha a equação do ganho é necessário ter em consideração as duas equações retiradas dos nós, V_1 e V_2 . No nó V_1 é dado por,

$$\frac{V_{GS} - V_S}{R_S} + V_{GS} S C_{GS} + (V_{GS} - V_{OUT}) S C_{GD} = 0 \quad (D.1)$$

Quanto ao nó V_2

$$G_m V_{GS} + \frac{V_{OUT}}{r_{ds2}} + V_{OUT} S(C_{BD2} + C_{GS4} + C_{GD4}) + \frac{V_{OUT}}{r_{ds4}} + (V_{OUT} - V_{GS}) S C_{GD2} = 0 \quad (D.2)$$

Se se resolver a equação D.1 em ordem a V_{GS} tem-se que,

$$V_{GS} = \frac{((S(C_{GS4} + C_{GD4} + C_{GD2} + C_{DB3} + C_{DB2})V_{OUT}r_{ds2} + V_{OUT})r_{ds4} + V_{OUT}r_{ds2})}{((S C_{GD2} - G_m)r_{ds2}r_{ds4})} \quad (D.3)$$

Da figura 3.5b, é possível retirar a equação da impedância Z_M ,

$$Z_M = \frac{1}{\frac{S C_{GD}}{1 - A}} \quad (D.4)$$

onde A é o ganho do circuito,

$$A = \frac{V_Y}{V_X} \quad (D.5)$$

Para o desenvolvimento deste ganho, vai ser considerada a aproximação para baixas frequências. Posto isto e substituindo A por 3.1 tem-se que,

$$Z_M = \frac{r_{ds2}r_{ds4}}{S C_{GD}(r_{ds2} + r_{ds4} + G_m r_{ds2}r_{ds4})} \quad (D.6)$$

D.2 Andar porta-comum

D.2.1 Baixas frequências

Ganho

$$A_{VCG} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \quad (D.7)$$

em que a tensão de saída, V_{OUT} é dada por

$$V_{OUT} = V_{GS} - I_{ds1} r_{ds1} \quad (D.8)$$

Para uma melhor simplificação da equação,

$$V_{GS} = iR_S - V_S = \frac{V_{OUT}}{r_{ds3}} R_S - V_S \quad (D.9)$$

$$I_{rds1} = \frac{V_{OUT}}{r_{ds3}} + (G_m + G_{mb}) V_{GS} \quad (D.10)$$

Impedância de entrada

A impedância de entrada é dada através das seguintes equações

$$Z_{IN} = \frac{V_{IN}}{I_D} \quad (D.11)$$

Para o cálculo da tensão de entrada V_{IN} , é preciso saber que,

$$V_{IN} = r_{ds1} I_{rds1} + r_{ds3} I_D \quad (D.12)$$

Ruído térmico NMOS

Na figura D.5 encontra-se o modelo de pequenos sinais do ruído produzido por este transistor.

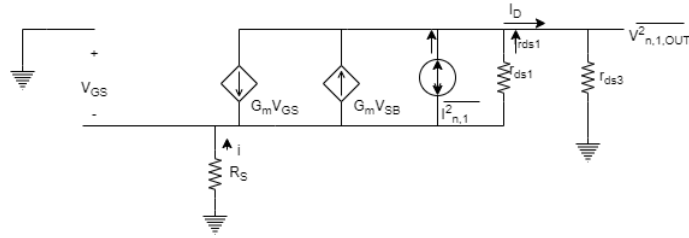


Figura D.5: Modelo pequenos de ruído térmico do transistor NMOS

A corrente I_D é dada por,

$$I_D = -(G_m + G_{mb}) V_{GS} + I_{n,1} + \frac{V_{SB} - V_{n,1,OUT}}{r_{ds1}} \quad (D.13)$$

Visto que o terminal da *Gate* está ligado a *Ground*, tem-se que $V_{GS} = -V_{SB} = I_D R_S$, então pode-se dizer que

$$I_D = \frac{I_{n,s} - \frac{V_{n,1,OUT}}{r_{ds1}}}{1 + R_S \left(G_m + G_{mb} + \frac{1}{r_{ds1}} \right)} \quad (D.14)$$

Depois de se obter a equação da corrente, pode-se dizer que a equação da tensão de saída é,

$$V_{n,1,OUT} = I_D r_{ds3} = I_{n,1} 4kT \frac{4kT}{r_{ds1}} \left(\frac{r_{ds1} r_{ds3}}{r_{ds1} + r_{ds3}} \right)^2 \quad (D.15)$$

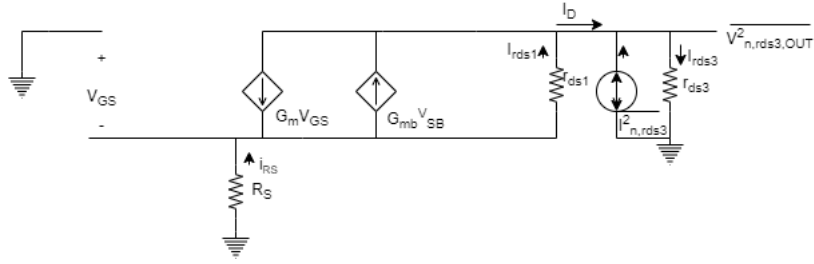


Figura D.6: Modelo pequenos de ruído térmico do transistor NMOS

Ruído térmico PMOS

O ruído produzido pelo transistor PMOS é analisado através da figura D.6.

Para simplificar a análise do circuito, a saída de ruído é feita sem considerar a resistência R_S , e a sua entrada. O ruído de saída é dado por

$$\overline{V}_{n,rd3,OUT}^2 = \overline{I}_{n,rd3}^2 \left(\frac{r_{ds1} r_{ds3}}{r_{ds1} + r_{ds3}} \right)^2 = \frac{4KT}{r_{ds3}} \left(\frac{r_{ds1} r_{ds3}}{r_{ds1} + r_{ds3}} \right)^2 \quad (D.16)$$

Quanto ao ruído de entrada é obtido através de

$$\overline{V}_{n,rd3,IN}^2 = \frac{\overline{V}_{n,rd3,OUT}^2}{A_v^2} = \frac{4KT}{r_{ds3}} \left(\frac{r_{ds1} r_{ds3}}{(r_{ds1}(G_m + G_{mb}) + 1)r_{ds3}} \right)^2 \quad (D.17)$$

Ruído térmico da resistência R_S

Na figura D.7 encontra-se o modelo de pequenos sinais do ruído produzido pela resistência R_S

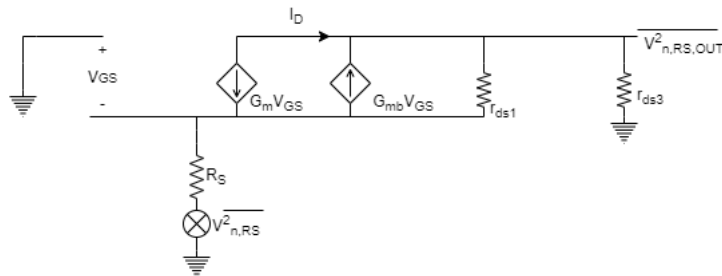


Figura D.7: Modelo pequenos de ruído térmico do transistor NMOS.

como,

$$\overline{V}_{n,RS,OUT}^2 = \overline{V}_{n,RS}^2 A_v^2 \quad (D.18)$$

Ruído *flicker*

Novamente, na figura D.8 encontra-se o modelo de pequenos sinais produzido pelo ruído de *flicker*.

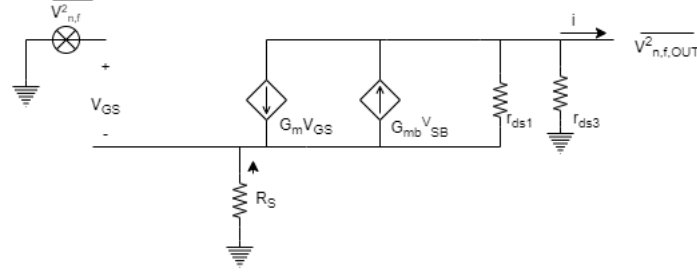


Figura D.8: Modelo pequenos de ruído térmico do transistor NMOS.

A equação da corrente pode ser definida por,

$$I_D = -G_m V_{GS} + G_{mb} V_{SB} + \frac{V_{SB} - V_{n,f,OUT}}{r_{ds3}} \quad (D.19)$$

Ora, pode-se dizer que o último termo da equação D.19, é dado por

$$I_{rds1} = \frac{V_{SB} - V_{n,f,OUT}}{r_{ds1}} \quad (D.20)$$

Posto isto, e dizendo que $V_{SB} = -I_D R_S$ e que consequentemente $V_{GS} = V_{n,f} + I_D R_S$, a corrente I_D pode ser escrita por,

$$I_D = \frac{G_m V_{n,f} + \frac{V_{n,f,OUT}}{r_{ds1}}}{1 + R_S(G_m + G_{mb} + \frac{1}{r_{ds1}})} \quad (D.21)$$

A tensão à saída deste ruído é,

$$V_{n,f,OUT}^2 = I_D r_{ds1} = -\frac{G_m r_{ds1} r_{ds3}}{r_{ds1} + r_{ds3} + R_S(r_{ds1}(G_m + G_{mb}) + 1)} V_{n,f}^2 \quad (D.22)$$

D.2.2 Para altas frequências

ganho

Neste modelo existem dois nós, V1 e V2. Recorrendo ao modelo KVL tem-se que,

$$V_{GS} + IR_S + V_S = \frac{\frac{V_{OUT}R_S}{Z_1} - V_S}{1 + s(C_{GD1} + C_{BD1})R_S} \quad (D.23)$$

onde Z_1 é o paralelo entre r_{ds3} , C_{BD1} , C_{DB3} , C_{GS3} e C_L . A corrente I_{rds1} que existe no nó N1, é dada pela equação,

$$I_{rds1} = I - (G_m + G_{mb})V_{GS} = -\frac{V_{OUT}}{Z_1} - (G_m + G_{mb})V_{GS} \quad (D.24)$$

A tensão de saída é dada por,

$$V_{OUT} = I_{rds1}r_{ds1} - V_{GS} \quad (D.25)$$

Posto isto, é possível chegar à equação do ganho,

$$A_V = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{r_{ds3}(r_{ds1}(G_m + G_{mb} + 1))}{xs^2 + ys + z} \quad (D.26)$$

onde,

$$x = (C_{GS1} + C_{SB1})(C_{GD1} + C_{DB1})R_S r_{ds3} r_{ds1}$$

$$y = (C_{GD1} + C_{BD1})(r_{ds1} r_{ds3} + R_S r_{ds1} r_{ds3}(G_m + G_{mb}) + R_S r_{ds3}) + (C_{GS1} + C_{SB1})R_S(r_{ds1} + r_{ds3})$$

$$z = r_{ds1} + r_{ds3} + R_S(r_{ds1}(G_m + G_{mb}) + 1)$$

Impedância de entrada

Para obter a expressão da impedância de entrada, é preciso primeiramente obter a equação da corrente I_{rds1} ,

$$I_{rds1} = \frac{V_1 - V_{IN}}{r_{ds1}} \quad (D.27)$$

onde V_1 é obtida através da equação,

$$V_1 = -(I_{ds1} + (G_m + G_{mb})V_{IN})Z_1 \quad (D.28)$$

Por isto, se se resolver a equação D.27, substituindo V_1 por D.28, obtém-se

$$I_{rds1} = \frac{(G_m + G_{mb})V_{IN}Z_1}{r_{ds1} + Z_1} \quad (D.29)$$

A corrente que passa pelo circuito é dada por

$$I = s(C_{GD1} + C_{BD1})V_{IN} + (G_m + G_{mb})V_{IN} - I_{rds1} \quad (D.30)$$

Tem-se que,

$$\frac{V_{IN}}{I} = \frac{r_{ds1} + Z_1}{s(C_{GS1} + C_{SB1})(r_{ds1} + Z_1) + r_{ds1}(G_m + G_{mb}) + 1} \quad (D.31)$$